TV

l'antenna

Spedizione in abbonamento postale - Gruppo III

Anno XXIX - Agosto 1957

NUMERO 8

LIRE 350

Non dimenticate di acquistare, presso tutte le Edicole, il terzo numero di

alta fedeltà

la nuova Rivista che fino dai primi numeri ha suscitato l'interessamento di tutti i tecnici del ramo ed in special modo di coloro che hanno la passione della buona musica e che sono alla continua ricerca di quanto di meglio e di più pratico viene spiegato ed illustrato.

La rivista è ad essi dedicata e per essi si sta svolgendo un lavoro serio ed impegnativo per assolvere a tale compito. Il materiale è suddiviso in modo da soddisfare le due categorie di lettori; ne è garanzia la competente ed attiva direzione del dott. ing. Antonio Nicolich, ben noto per la sua opera anche in questo campo.

Leggetela, fatela leggere, suggeritela ai vostri amici.

Un numero separato L. 250
Abbonamento annuo, 12 numeri, L. 2.500 + 50 i.g.e.

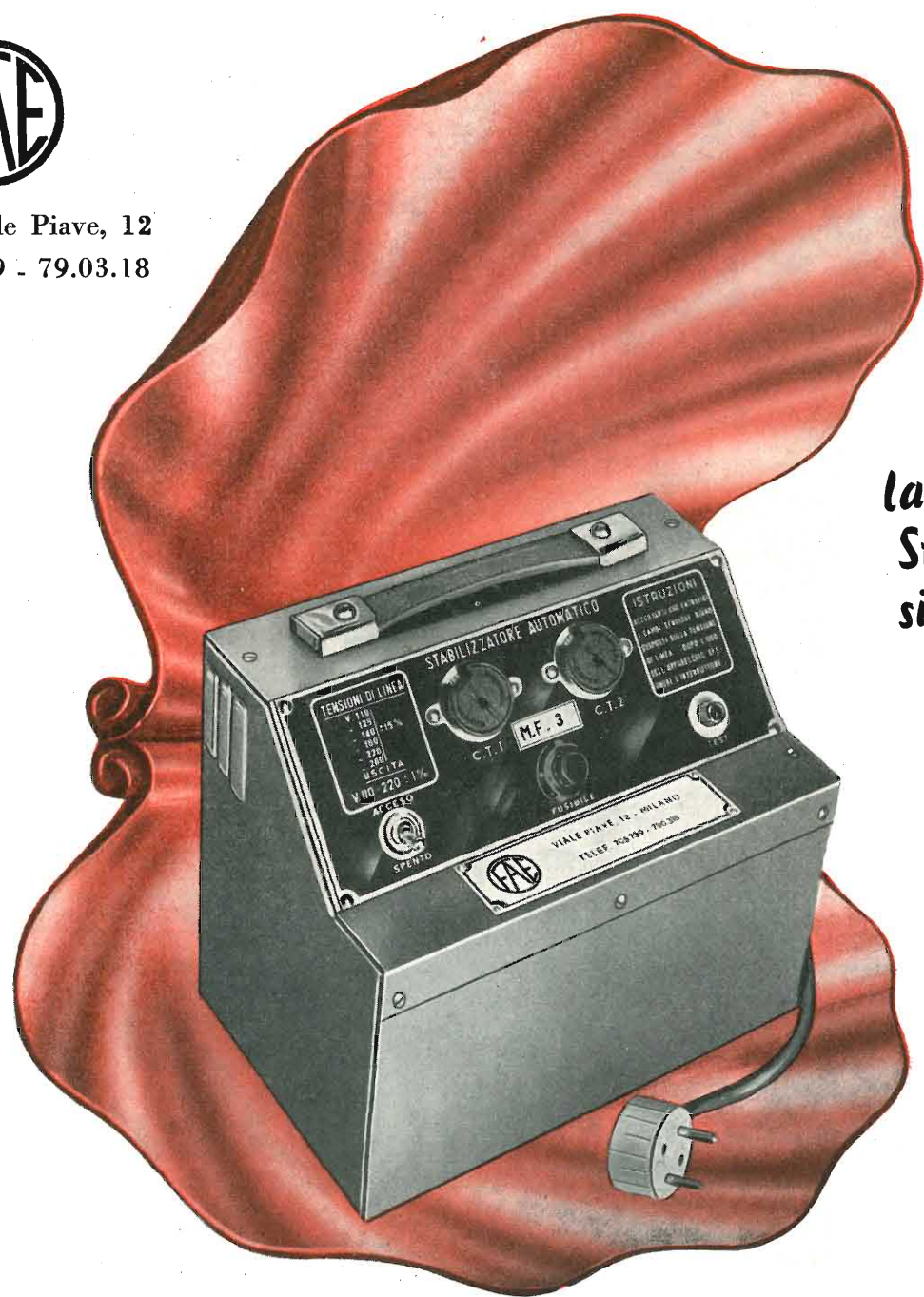
EDITRICE IL ROSTRO - MILANO (228) - VIA SENATO 28

La Ditta **FAE** *è lieta di presentare il nuovo*

Stabilizzatore automatico

M.F. 3 e **M.F. 4**

con circuito correttore della forma d'onda

Milano - Viale Piave, 12
Tel. 70.57.39 - 79.03.18

CARATTERISTICHE TECNICHE

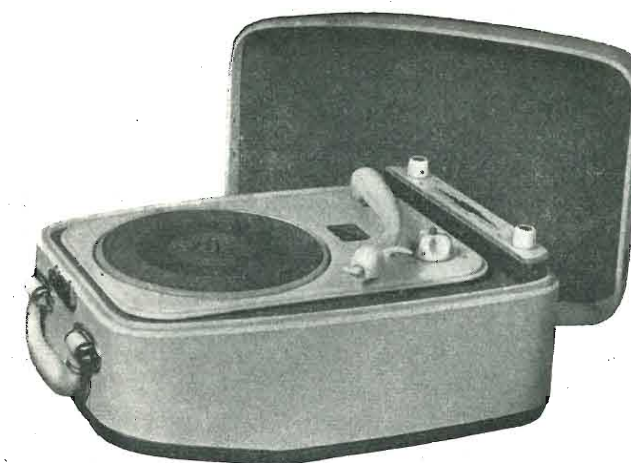
Potenza d'uscita	200 V. A. o 300 V. A.
Tensioni d'entrata	110-125-140-160-220-280 V.
Tensioni d'uscita	110-220 V.
Frequenza	50 Hz.
Stabilizzazione . , ...	1% per ± 15% tensione entrata
Limite di stabilizzazione . . .	variazione del ± 50% sulla tensione d'entrata

FONOVALIGIE A TRANSISTORI

La grande novità della Nova alla Fiera di Milano 1957

2 modelli:

PIC - NIC 1: a 45 giri

PIC - NIC 3: a 3 velocità

Grandi vantaggi rispetto alle comuni valigette:
- funzionamento dovunque: in spiaggia, in barca, in campagna, in montagna, in macchina
- dotate di un micromotore speciale e di un amplificatore a transistor, hanno un consumo irrisorio e funzionano con comuni pilette da tasca a 6 Volt.
- circuito ed altoparlante studiato per un elevatissimo rendimento
- dimensioni e peso ridottissimo
- si usano anche in casa, perchè il costo di esercizio è ridotto a L. 3 per ora di funzionamento
- si elimina completamente ogni dipendenza da una presa di corrente e dall'adattamento della tensione di rete
- non hanno valvole e quindi durata praticamente illimitata.

Entrambi i tipi hanno un amplificatore con 4 transistori, altoparlante di alto rendimento, motore elettrico con consumo di 40 mA. a 6 Volt, con speciale autoregolatore di giri, che mantiene costante la velocità entro la variazione di tensione da 4 a 6 Volt.
Custodia elegante a due colori, con parti metalliche dorate.

Modello PIC -NIC 1

dimensioni: 250 x 160 x 170 mm.
peso: 2,950 Kg.
Prezzo di vendita al pubblico **Lire 39.900**

Modello PIC - NIC 3

dimensioni: 360 x 260 x 160 mm.
peso: 4,800 Kg.
Prezzo di vendita al pubblico **Lire 59.900**

CHIEDETECI OGGI STESSO PROSPETTI ILLUSTRATIVI

UFFICI E STAB. A NOVATE MILANESE - VIA C. BATTISTI, 21 - TEL. 970.861 - 970.802

ZEUS
TELEVISIONE - RADIO

Geloso

..... la massima fedeltà con radioricevitori e radiofonografi

geloso

Chiedere dati e prezzi alla:
GELOSO S. p. A. - Viale Brenta, 29 - MILANO 808

OSCILLATORE MODULATO

Mod. 45|S

Adatto per il servizio Radio - F.M. e Televisione

CARATTERISTICHE

Portata R.F.: da 150 kHz a 225 MHz in sette gamme.

Precisione di lettura: 0,5 %.

Modulazione di ampiezza interna: circa il 30 % a 400, 800 e 1000 Hz.

Modulazione di ampiezza esterna: con caratteristica lineare per segnali compresi fra 50 Hz e 10 kHz. Per modulare al 30 % occorrono circa 15 volt.

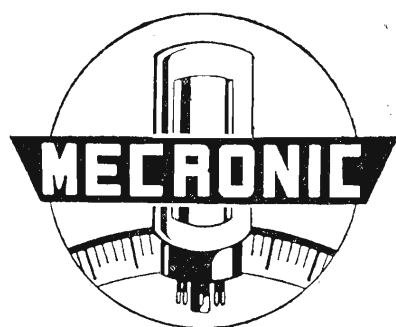
Tensione di uscita R.F.: Regolabile con continuità da circa 0,05 volt a zero tramite attenuatore a decadi ed attenuatore continuo.

Impedenza di uscita R.F.: 73 ohm.

Fughe a R.F.: Il campo dovuto a fughe a R.F., non può essere rivelato dai più sensibili normali ricevitori e può raggiungere qualche microvolt in corrispondenza di frequenze oltre i 100 MHz.

Alimentazione: in c. a. con cambio tensione regolabile fra 110 volt e 280 volt.

Valvole usate: 1 12AT7.

Dimensioni: 310 x 190 x 110 mm.

MECRONIC S.R.L. - **FABBRICA ITALIANA APPARECCHI ELETTRONICI DI MISURA E CONTROLLO**

MILANO - Via G. JAN 5 - Tel. 221.617

Listino provvisorio

Editrice IL ROSTRO

M I L A N O

Via Senato, 28 - Tel. 702.908 - 798.230

SCHEMARIO TV - 1ª serie 1954	L.	2.500
SCHEMARIO TV - 2ª serie 1955	»	2.500
SCHEMARIO TV - 3ª serie 1956	»	2.500
Ing. F. Simonini & C. Bellini **LE ANTENNE**	»	3.000
Ing. A. Nicolich **LA SINCRONIZZAZIONE DELL'IMMAGINE IN TELEVISIONE**	»	3.300
A. V. J. Martin **COME SI RIPARA IL TELEVISORE**	»	1.300
M. Personali **RADIO E TELEVISIONE CON TUBI ELETTRONICI** **in brossura**	»	2.700
in tela	»	3.000
C. Favilla **GUIDA ALLA MESSA A PUNTO DEI RICEVITORI TV**	»	1.200
Ing. A. Nicolich **LA RELATIVITA' DI ALBERT EINSTEIN**	»	500
Ing. G. Mannino Patanè **NUMERI COMPLESSI**	»	300
Ing. G. Mannino Patanè **ELEMENTI DI TRIGONOMETRIA PIANA**	»	500
Ing. D. Pellegrino **BOBINE PER BASSA FREQUENZA**	»	500
G. A. Uglietti **I RADDRIZZATORI METALLICI**	»	700
E. Aisberg **LA TELEVISIONE? E' UNA COSA SEMPLICISSIMA!**	»	1.100
O. L. Johansen **WORLD RADIO VALVE**	»	1.000
G. Termini **INNOVAZIONI E PERFEZIONAMENTI nella struttura e nelle parti dei moderni ricevitori**	»	500
A. Contorni **COME DEVO USARE IL TELEVISORE**	»	200
G. Coppa **LA DISTORSIONE NEI RADIORICEVITORI**	»	160
P. Soati **CORSO PRATICO DI RADIOCOMUNICAZIONI**	»	200
P. Soati **METEOROLOGIA**	»	220
A. Pisciotta **TUBI A RAGGI CATODICI**	»	450
A. Pisciotta **PRONTUARIO ZOCCOLI VALVOLE EUROPEE**	»	1.000
Lund Johansen **WORLD RADIO TELEVISION VALVE**	»	1.250

GIACOM & MACCIONE

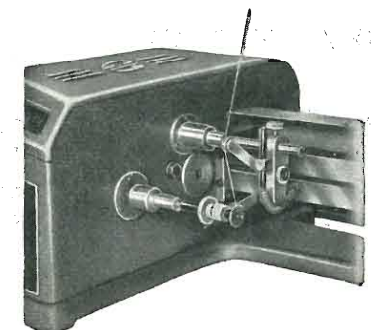
MILANO
Via Monferrato 11
Telefono 434.844

Avvolgitrice "SINCROFIL"

lineare tipo "A„

Le avvolgitrici "SINCROFIL„ sono mu-nite di **automatismo elettromagnetico** per l'inversione e la regolazione della marc a del carrello guidafilo. Tale sistema elimina tutti gli inconvenienti che si riscontrano nei complessi meccanici, ormai sorpassati.
Comando manuale a pulsante e automatico a mezzo del carrello - inversione di marcia istantanea, indipendente dal rotismo della macchina.
Tutte le parti del sistema: **Prisma guida Sfere - Superficie di contatto del carrello sono temperate elettronicamente e rettificate.**
Esecuzioni nei seguenti tipi: **Lineari semplici - Multiple** (da 2 a 6 guida fili per lavorazioni di serie) **ed a nido d'ape.**

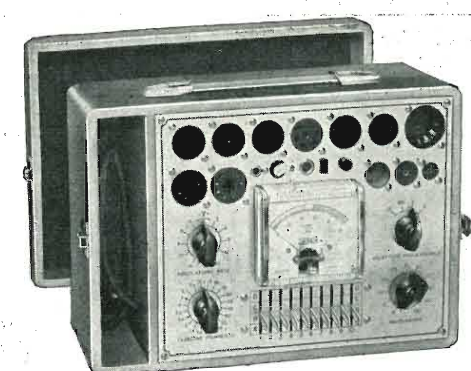
Avvolgitrice "SINCROFIL"

lineare ed a nido d'ape - tipo "D„

Possiede tutte le caratteristiche del tipo A ed è munita di apposito dispositivo **Ape** che permette l'esecuzione di bobina a nido d'ape a 1/2 - 1 e doppio incrocio, con larghezza da 2,5 a 12 mm.

La "**SINCROFIL**„ è un'avvolgitrice di alta classe silenziosa, veloce precisa, solida e di massimo rendimento.

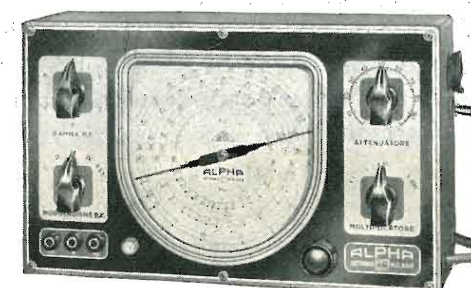
SAREM

Strumenti Apparecchiature Radio Elettriche di Misura

MILANO - VIA GROSSICH, 16 - TELEF. 296.385

PROVAVALVOLE MOD. 821

Possibilità di esame di tutte le valvole Europee ed Americane, regolatore di tensione rete prova corti, prova emissione, controllo isolamento catodo, selettori speciali a leva per qualsiasi commutazione, adattatore speciale per prova cinescopi, strumento speciale nuova serie con scala colorata ad ampio quadrante.
Dimensioni mm. 320 x 220 x 130 - Peso. Kg. 4.

ANALIZZATORE MEGAOHMMETRO CAPACIMETRO
MOD. 607 (10.000 ohm/volt)
Mod. 609 (20.000 ohm/volt)

Analizzatori tascabili 20.000 ohm/volt e 10.000 ohm/volt C.C. - 10.000 ohm/volt e 5.000 ohm/volt C.A. - 24 portate, Megaohmmetro incorporato con misure fino a 100 Megaohm, Capacimetro per prova condensatori da 100 a 500.00 pF. Ampiezza scala mm. 90 x 80.
Dimensioni mm. 155 x 90 x 47 - Peso Kg. 0,450.

OSCILLATORE MODULATO C.B. VIII

Sei gamme d'onda, lettura diretta in frequenza e metrica, commutatore d'onda rotante, attenuatore potenziometrico a scatti, 4 frequenze di modulazione. Taratura singola punto per punto.
Dimensioni mm. 280 x 170 x 100 - Peso Kg. 3,100.

Visitateci alla 23ª Mostra della Radio Televisione - Padiglione Abbigliamento - lato sinistro - Posteggio N. 46

AGOSTO 1957

XXIX ANNO DI PUBBLICAZIONE

Proprietà . . . . **EDITRICE IL ROSTRO S.A.S.**
Gerente . . . . **Alfonso Giovene**

Consulente tecnico . . . **dott. ing. Alessandro Banfi**

Direttore responsabile **dott. ing. Leonardo Bramanti**

Direzione, Redazione, Amministr. e Uffici Pubblicitari
VIA SENATO, 28 - MILANO - TEL. 70.29.08/79.82.30
C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « **l'antenna** » e la sezione « **televisione** » si pubblicano mensilmente a Milano. Un fascicolo separato costa **L. 350**; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 3500 più 70** (2% imposta generale sull'entrata); estero **L. 5000 più 100**. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare **L. 50**, anche in francobolli.

l'antenna

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

pag.

Editoriale

Televisione e Modulazione di Frequenza

Circuiti

Tecnica applicata

Rubriche fisse

l'antenna TV — AGOSTO 1957 — 8

Ancora sui Programmi TV

Siamo costretti a ritornare ancora sul tanto discusso argomento dei programmi TV, sia per rispondere (e commentare) alla copiosa corrispondenza pervenutaci dai lettori a seguito dei nostri precedenti articoli, sia per ribattere alcuni spunti polemici apparsi su periodici nostri confratelli.

Parlando di programmi TV è facile fraintendere e fare confusioni: occorre avere le idee ben chiare su tale argomento e le idee ben chiare non le può avere chi si crogiola continuamente nel tran-tran di casa nostra attingendo unicamente ai modesti ed anemici programmi della RAI (salvo qualche rara eccezione).

E' però molto facile criticare ed emettere giudizi e pareri alla leggera, magari facendo riferimento a quanto viene fatto all'estero.

Ma è proprio su questo punto che occorre essere ben precisi e categorici. Il confronto nettamente negativo nei nostri riguardi, nei rispetti di quanto si verifica nei programmi TV esteri non deve essere rigidamente inteso come qualità e genere del programma, ma bensì come possibilità di scelta fra due o più programmi contemporaneamente in onda. Tale confronto sussiste quindi unicamente verso i programmi Americani ed Inglesi ove il telespettatore ha sempre la possibilità di scartare un programma e sceglierne un'altro più piacevole. Magari tutti i programmi disponibili al momento potranno anche essere ugualmente sciatti o di scarso valore; ma il solo fatto di poterli scegliere a piacimento, accresce enormemente l'interesse ed il divertimento. Ci ritroviamo quindi ricondotti a parlare nuovamente della necessità di programmi alternativi o per lo meno di un doppio programma.

Nell'epoca in cui viviamo, con l'esteso sviluppo che hanno oggi assunto i servizi radiofonici e televisivi, è veramente inconcepibile, per non dire umoristico pretendere di imporre al telespettatore un solo programma che, indipendentemente dal fatto di essere più o meno intrinsecamente pregevole dal lato qualitativo, può non aderire al gusto e dallo spirito dello spettatore stesso in quel dato momento.

Un servizio radio televisivo basato sull'imposizione dispotica di un unico programma è assolutamente stonato ed assurdo al giorno d'oggi.

Ed il successo economico di un tale servizio è basato esclusivamente sui programmi e sull'interesse ad essi conferito dai telespettatori.

Questo assioma nato e consolidatosi con la Radiofonia è di gra lunga ancor più valido per la TV ove vengono interessati non uno, ma due dei principali sensi dell'organismo umano.

Con programmi alternativi anche i telespettatori italiani si moltiplicheranno rapidamente come si è verificato in America e in Inghilterra: col solo, insostituibile programma attuale, sovente anche di scarso pregio e di interesse, si otterrà il risultato di disamorare il pubblico alla TV, e chi ne subirà le immediate conseguenze sarà proprio la nostra industria elettronica oggi qualitativamente e produttivamente all'altezza dei tempi.

Il destino di un settore nazionale produttivo, di notevole importanza quale è quello Radio-TV, non può essere lasciata in balìa delle reazioni del pubblico nei riguardi di un unico programma TV. E' necessario adeguarsi a quanto è già stato fatto e sperimentato con esito positivo in altri paesi ove l'interesse al potenziamento ed allo sviluppo del settore industriale elettronico è altrettanto forte od anche superiore al nostro.

La soluzione più logica, spontanea è di più provato positivo risultato in tutti i paesi che già l'hanno adottata, è quella di dar vita alla così detta TV commerciale con diverse compagnie a carattere regionale, in coesistenza.

Una modifica all'attuale legislazione del servizio Radio-TV si impone per tanto con carattere d'urgenza se non vogliamo veder languire ed intisichire la nostra qualificatissima industria elettronica.

A. Banfi

Principî dei Sistemi Elettronottici Usati nei Tubi Trasmittenti e Riceventi in Televisione per la Scansione Elettronica

La concentrazione e la deviazione del fascio di raggi catodici vengono ottenute, tanto nel tubo di ripresa in trasmissione, quanto nel cinescopio in ricezione, imprimendo alla corrente elettronica delle forze dovute al suo moto entro campi elettrici e magnetici.

(parte seconda)

dott. ing. Antonio Nicolich

8. - SISTEMI ELETTRONOTTICI.

L'ottica elettronica ha come scopo la determinazione delle traiettorie elettroniche nei campi magnetici ed elettrici, come si è accennato nei paragrafi precedenti.

La denominazione trova la sua origine nell'analogia fra sistemi elettronici ed i corrispondenti dispositivi ottici, analogia che si verifica in pratica e analiticamente, dato che si può istituire una trattazione matematica parallela per i due ordini di fenomeni. In particolare ci si riferisce alle lenti elettroniche, che forniscono un'immagine di una sorgente di elettroni, allo stesso modo che una lente ottica fornisce l'immagine di una sorgente luminosa. Vi sono però dei fenomeni nel caso elettronico, che non hanno riscontro nel caso ottico.

I sistemi elettronottici ai quali si accenna nel seguito sono solo quelli con simmetria assiale, cioè nei quali gli elementi che producono il campo sono assialmente simmetrici. Tutte le lenti elettroniche praticamente usate in TV presentano tale simmetria. Si può affermare che un campo elettrico o magnetico simmetricamente disposto intorno all'asse del sistema produce un'immagine di primo ordine, reale o virtuale.

Delle applicazioni delle lenti elettroniche ci interessano qui solo quelle televisive.

8.1. - Richiami di ottica geometrica.

a) Il diottro. La lente sottile.

Il caso della rifrazione di un raggio luminoso attraverso una superficie sferica separatrice di due mezzi aventi indice di rifrazione n_1 e n_2 è schematizzato in fig. 12. La proprietà di formare immagini da parte di un diottro consiste nel fatto che tutti i raggi uscenti da un punto oggetto nel primo mezzo vengono così curvati nel passaggio attraverso il secondo mezzo, che ivi si concentrano in un unico punto, che è il punto immagine. La immagine totale di una figura oggetto è costituita dai punti immagine di tutti i punti oggetto che la formano. L'immagine si dice *reale* quando i raggi seguono un cammino, che li fa convergere sui punti immagine; l'immagine si dice *virtuale* quando è formata dai prolungamenti dei raggi dietro al punto dal quale appaiono divergere. Per assicurare che l'ordine di distribuzione dei punti dell'immagine sia lo stesso dell'ordine dei punti dell'oggetto, si richiede che l'oggetto abbia piccole dimensioni rispetto al sistema diottrico e che i raggi luminosi formino piccoli angoli con l'asse del sistema. Si devono dunque considerare solo i raggi parassiali; dicesi di primo ordine o diottrica gaussiana la teoria delle immagini fondata sulle due precedenti limitazioni.

In fig. 12 l'angolo di incidenza di un raggio nel punto A è $\alpha_1 = PAN$, l'angolo di rifrazione è $\alpha_2 = SAP_1$; detti β_1 e β_2 gli angoli di inclinazione sull'asse cardinale ottico oo dei raggi rispettivamente incidente e rifratto, dal triangolo PAN, essendo α_1 l'angolo esterno uguale alla somma dei due angoli interni non adiacenti, si ha:

$$\alpha_1 = \beta_1 + \text{ar sen}\,\frac{r}{R}$$

, ma per la piccolezza degli angoli si può confondere il seno con l'arco, perciò:

$$\alpha_1 = \beta_1 + \frac{r}{R}$$

Analogamente si trova per l'angolo di rifrazione:

$$\alpha_2 = -\beta_2 + \frac{r}{R}.$$

Per la legge di Snellius si ha:

$$\frac{n_1}{n_2} = \frac{\text{sen}\,\alpha_2}{\text{sen}\,\alpha_1} = \frac{\alpha_2}{\alpha_1}$$

, ossia $\alpha_1 n_1 = \alpha_2 n_2$ e sostituendo ad α_1 α_2 le loro espressioni testè determinate, si trova:

$$n_1\left(\beta_1 + \frac{r}{R}\right) = n_2\left(-\beta_2 + \frac{r}{R}\right)$$

, da cui

$$n_1\beta_1 + n_2\beta_2 = \frac{r}{R}(n_2 - n_1) \qquad [34]$$

Potendosi confondere le tangenti con gli archi, perchè molto piccoli è lecito scrivere:

$$\beta_1 \simeq \frac{r}{p} \quad \text{a} \quad \beta_2 \simeq \frac{r}{q}$$

, che sostituiti nella [34] danno:

$$\frac{n_1}{p} + \frac{n_2}{q} = \frac{1}{R}(n_2 - n_1) \qquad [35]$$

La [35] si adatta a qualunque raggio uscente da P, perchè in essa non compare l'angolo di inclinazione β_1; allora tutti i raggi emessi da P incidenti sopra la superficie rifrangente, si rifrangono in modo da intersecarsi in uno stesso punto P_1 sull'asse oo, punto che è l'immagine di P. Considerando il raggio $Q\,Q_1$ che passa per il centro S si curvatura della superficie rifrangente, dai triangoli PQS e SP_1Q_1 si deduce:

$$\frac{y}{y_1} = \frac{p + TS}{q - TS} \cong \frac{p + R}{q - R}$$

sostituendo in quest'ultima ad R l'espressione deducibile dalla [35], si ha successivamente:

$$n_1 q R + n_2 p R = p q n_2 - p q n_1$$

$$R = \frac{p q n_2 - p q n_1}{n_1 q - n_2 p}$$

$$\frac{y}{y_1} = \frac{p + \dfrac{p q n_2 - p q n_1}{n_1 q + n_2 p}}{q - \dfrac{p q n_2 - p q n_1}{n_1 q + n_2 p}} = \frac{p n_1 q + p^2 n_2 + p q n_2 - p q n_1}{q^2 n_1 + q n_2 p - p q n_2 + p q n_1} = \frac{p^2 n_2 + p q n_2}{q^2 n_1 + p q n_1} = \frac{p n_2 (p+q)}{q n_1 (q+p)} = \frac{p n_2}{q n_1} \qquad [36]$$

Chiamasi ingrandimento laterale I il rapporto:

$$I = \frac{y_1}{y} = \frac{q n_1}{p n_2} \qquad [36']$$

Questo ingrandimento vale per un generico punto dell'immagine, perciò la disposizione ordinata dei punti dell'immagine e dell'oggetto sono simili, il che soddisfa alla condizione sopra posta per le formazione dell'immagine.

Osservando che $q/p = \beta_1/\beta_2$, la [36'] diventa:

$$n_1 y \beta_1 = n_2 y_1 \beta_2 = \text{cost} \qquad [37]$$

è questa una formula generale che assicura l'invarianza del prodotto $n\,y\,\beta$, detto perciò invariante ottico; la [37] esprime la legge di Lagrange per la formazione dell'immagine di primo ordine attraverso un numero qualsiasi di mezzi rifrangenti.

Fig. 12 - Rifrazione luminosa attraverso un diottro.

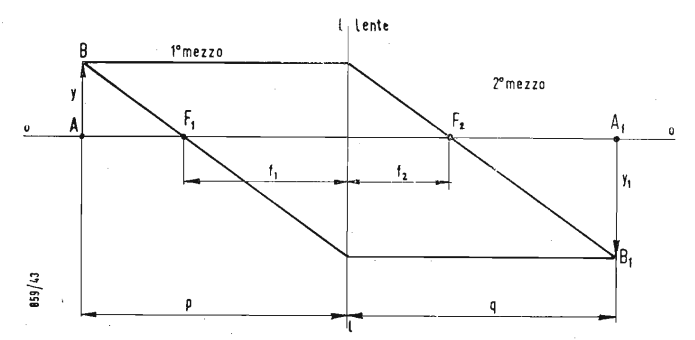



Fig. 13 - Costruzione dell'immagine con la lente sottile.

Le formule da [34] a [37] determinano completamente le dimensioni di un'immagine di primo ordine attraverso un sistema diottrico centrato formato da un numero qualunque di superfici curve rifrangenti coassiali. Se il sistema diottrico centrato è costituito da due sole superfici aventi rispettivamente i raggi di curvatura R_1 e R_2, racchiudenti un mezzo di indice di rifrazione n, posto ad una distanza molto piccola rispetto alle distanze p e q dell'oggetto e dell'immagine, ap-

plicando due volte successivamente la [35] si perviene alle seguenti espressioni del potere rifrangente del sistema (lente sottile):

$$\frac{1}{f} = \frac{1}{p} + \frac{1}{q} = (n-1)\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right) \qquad [38]$$

dove f è la distanza focale della lente. Il potere rifrangente, reciproco della distanza focale in metri, si misura in diottrie: una lente avente $f = 50$ cm ha un potere rifrangente di 2 D (D = simbolo di diottria).

La [38] si riferisce al caso normale di una lente, per cui il mezzo negli spazi oggetto e immagine è sempre l'aria, alla quale compete l'indice di rifrazione $n = 1$; ma se i mezzi dello spazio oggetto e dello spazio immagine sono diversi, si devono considerare gli indici di rifrazione n_1 e n_2, per cui l'equazione della lente è del tipo:

$$\frac{n_1}{p} + \frac{n_2}{q} = \frac{n_1}{f_1} = \frac{n_2}{f_2} \qquad [39]$$

dove f_1 è la distanza focale nel primo mezzo, f_2 quella nel secondo mezzo.

La situazione è rappresentata in fig. 13. Se nella [39] si pone $p = \infty$ risulta $q = f_2$, cioè ad un raggio proveniente dal punto improprio dello spazio oggetto in direzione dell'asse ottico, dunque ad un raggio parallelo a detto asse, corrisponde nello spazio immagine un punto immagine che interseca l'asse cardinale nel secondo fuoco F_2 del sistema; analogamente se si pone $q = \infty$, cioè se si considera un raggio parallelo all'asse e proveniente dal punto improprio dello spazio immagine, si ottiene $p = f$, cioè il raggio rifratto taglia l'asse nel primo fuoco del sistema .

Inversamente i raggi che partono dai fuochi F_1 e F_2 emergono dopo rifrazione paralleli all'asse. È convenzione di ritenere positive le distanze verticali al di sopra dell'asse e negative quelle al disotto; allora l'ingrandimento I relativo alla fig. 13 vale:

$$\frac{A_1 B_1}{A\ B} = I = -n_1 q / n_2 p \qquad [40]$$

b) La lente spessa.

In fig. 13 la lente sottile è stata considerata di spessore nullo, e rappresentata semplicemente dalla verticale ll che separa i due mezzi. È evidente che una lente avrà sempre uno spessore, per quanto piccolo. Le relazioni dedotte in *a*) sono approssimativamente valide per le lenti reali che abbiano uno spessore trascurabile rispetto alla lunghezza focale. Se questa condizione non è soddisfatta, cioè se la lente ha uno spessore notevole, le deduzioni relative alla lente sottile possono essere mantenute a patto di contare le distanze focali e le distanze dell'oggetto e dell'immagine non dal piano centrale della lente, ma da due piani particolari di riferimento detti « piani principali », vedi fig. 14; essi sono due piani coniugati rispetto al sistema ottico, ai quali compete l'ingrandimento positivo unitario, cioè le distanze $P_1 B'$ e $P_2 B''$ sono uguali; $P_2 B''$ è l'immagine diritta virtuale sul secondo piano principale $H_2 H_2$ del segmento oggetto $P_1 B'$ sul primo piano principale $H_1 H_1$. I due piani principali sono perpendicolari all'asse ottico cardinale oo del sistema e lo intersecano nei due « punti principali » P_1 P_2. Se per i due fuochi F_1 e F_2 si conducono i piani perpendicolari all'asse oo, si ottengono i piani focali $K_1 K_1$ e $K_2 K_2$ del sistema, che sono il luogo dei punti di incrocio dei raggi paralleli tra loro secondo una direzione obliqua rispetto all'asse cardinale inversamente i raggi uscenti da un punto diverso da F_1 o F_2 di un piano focale in un mezzo, formano nell'altro mezzo un fascio di raggi paralleli ed inclinati rispetto all'asse oo. I punti F_1, F_2 P_1 e P_2 si chiamano i punti cardinali della lente, perchè insieme coi corrispondenti piani focali e principali determinano completamente il sistema ottico, nel senso che rendono possibile la costruzione dell'immagine di un qualsiasi punto oggetto.

In ottica si considera anche la coppia di « punti nodali » che però non è essenziale in quanto risulta individuata dalla conoscenza delle altre due coppie di punti cardinali. Centro ottico di una lente è il punto sull'asse cardinale intermedio ai punti principali P_1 e P_2 per il quale un raggio luminoso non subisce deviazione; in fig. 14 il raggio incidente BO è allineato col raggio emergente OB_1, il centro ottico è molto comodo per la costruzione dell'immagine, infatti B_1 è l'incrocio del raggio BO congiungente il punto oggetto B col centro ottico del raggio $B'' F_2$ coniugato del raggio $B B'$ parallelo all'asse oo e passante per F_2 dopo rifrazione. Le considerazioni sopra effettuate per la lente spessa sono applicabili ad un sistema diottrico centrato comunque composto di lenti convergenti o divergenti. In particolare, dati due sistemi diottrici centrati è sempre possibile costruire il sistema diottrico risultante che è definito dai quattro punti cardinali (due fuochi e due punti principali) e rispettivi piani. Variando le distanze tra i due sistemi componenti è possibile ricavare un sistema convergente o divergente qualunque sia il carattere dei componenti. Non vogliamo di proposito qui trattare estesamente la teoria dei sistemi diottrici, ma limitarci a richiamare l'essenza e quelle caratteristiche che hanno corrispondenza coi sistemi elettronici usati in TV; ricorderemo perciò soltanto le seguenti formulette elementari.

L'ingrandimento trasversale $I = \dfrac{A_1 B_1}{A B} = \dfrac{y_1}{y}$ è sempre negativo nel caso della fig. 14 perchè l'immagine è capovolta e quindi è ritenuto per convenzione negativo. Dai triangoli simili $A\ B\ F_1$ e $F_1\ P_1\ B'''$ si deduce:

Fig. 14 - Costruzione dell'immagine con la lente spessa.

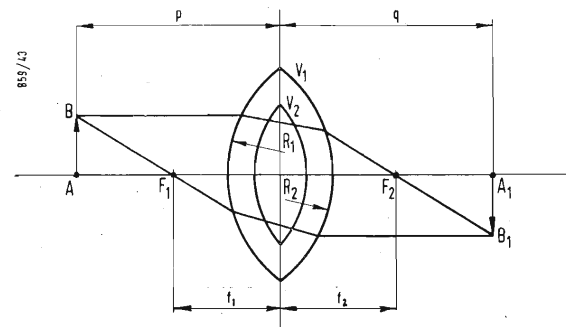



Fig. 15 - Lente elettrostatica a doppio strato.

$I = -\dfrac{1}{x}$; analogamente dai triangoli simili $P_2\ B''\ F_2$ e $F_2\ A_1\ B_1$ si deduce:

$I = -\dfrac{x_1}{f_2}$ e raccogliendo le due espressioni dell'ingrandimento trasversale:

$$I = -\frac{f_1}{x} = -\frac{x_1}{f_2} \qquad [41]$$

in cui le distanze sono riferite ai fuochi.

Dalla [41] segue immediatamente:

$$x\,x_1 = f_1 f_2 \qquad [42]$$

Se si riferiscono le distanze dell'oggetto e dell'immagine, nonchè l'ingrandimento, ai punti principali P_1 e P_2, essendo:

$p = x + f_1$ e $q = x_1 + f_2$, la [42] fornisce:

$(p - f_1)\ (q - f_2) = f_1 f_2$, da cui

$p\,q - p\,f_2 - q\,f_1 + f_1 f_2 = f_1 f_2$ eliminando $f_1 f_2$ e dividendo per $q\,p$:

$$\frac{f_1}{p} + \frac{f_2}{q} = 1 \qquad [43]$$

per l'ingrandimento si ha:

$$I = -\frac{f_1}{p - f_1} = \frac{q - f_2}{f_2} \qquad [44]$$

Si osservi che le [39] e [40] sono un caso particolare delle [43] e [44] rispettivamente quando, per essere l'oggetto praticamente a distanza infinita dalla lente, si possa assumere

$$f_1 f_2 = n_1 n_2 \qquad [45].$$

8.2. - Lenti elettriche.

a) *Lente semplice a doppio strato.*

Una lente elettrostatica è in linea di principio costituita da una regione a potenziale V_1 e da una regione a potenziale V_2, separate da un relativamente breve spazio di larghezza d formante una zona di transizione. Nelle regioni terminali non vi è campo, nella regione di transizione esiste

il campo E di intensità $\dfrac{V_2 - V_1}{d}$ normale alle superfici

di separazione, che sono equipotenziali, conduttive e non presentano ostacolo al passaggio degli elettroni attraverso ad esse stesse. Queste superfici separatrici sono puramente ideali ed in pratica possono essere realizzate solo approssimativamente. Se si considerano due doppi strati curvi del tipo ora descritto si ottiene la più semplice lente elettrostatica reale rappresentata in fig. 15.

La superficie convessa rivolta agli elettroni incidenti dallo spazio oggetto abbia il raggio R_1, R_2 sia il raggio del doppio strato nello spazio immagine. La superficie esterna del doppio strato sia mantenuta al potenziale costante V_1; la superficie interna dello stesso sia mantenuta al potenziale costante V_2. Questo sistema elettronico è perfettamente analogo a quello ottico costituito da una lente sottile avente gli stessi raggi di curvatura ed indice di rifrazione $n_2 = \sqrt{V_2}$, immersa in un mezzo di indice $n_1 = \sqrt{V_1}$.

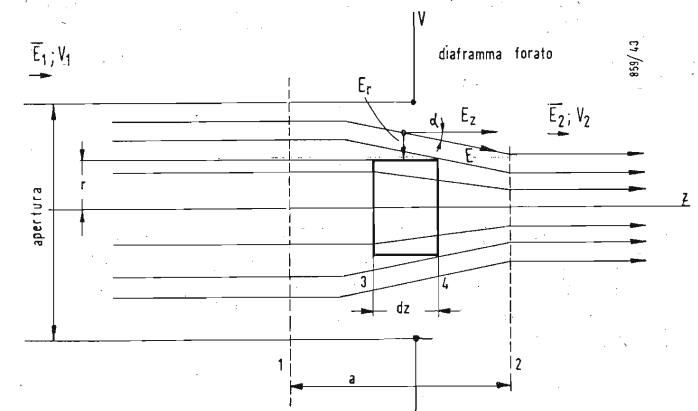



Fig. 16 - Andamento delle linee di forza elettriche in una lente di apertura.

L'analogia si spinge anche nelle formule, per cui la lunghezza focale della lente elettrica a doppio strato è calcolabile con la [38] con l'accennata sostituzione delle espressioni degli indici di rifrazione:

$$\frac{1}{f} = \left(\sqrt{\frac{V_2}{V_1}} - 1\right)\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right) \qquad [46]$$

una sorgente di elettroni AB a distanza p dal piano centrale della lente, ha una immagine $A_1 B_1$ a distanza q, legata a p

dalla relazione [38]: $\dfrac{1}{p} + \dfrac{1}{q} = \dfrac{1}{f}$.

Le superfici delle lenti a doppio strato si costruiscono con reti sferiche metalliche a maglie molto fini, ma non permettono di ottenere immagini molto nitide.

b) *Lenti continue.*

Le lenti elettriche usate in pratica si basano sul principio che un campo elettrico variabile a simmetria assiale conferisce alla regione ove esiste, delle proprietà di formare un'immagine reale o virtuale di una sorgente emittente, proprietà che sono analoghe a quelle dei sistemi di lenti ottiche.

Tuttavia fra queste lenti e quelle di vetro ottico esiste una differenza fondamentale: nelle lenti ottiche l'indice di rifrazione presenta una discontinuità localizzata alla superficie di separazione del 1º mezzo del materiale che costituisce la lente, cioè l'indice passa bruscamente dal valore n_1 del mezzo oggetto al valore n_2 del vetro lente; nella lente elettrica, continua, la variazione di $\sqrt{V}$ è graduale e pure continua, sia lungo l'asse cardinale, sia in direzione perpendicolare all'asse, cioè in senso radiale. È chiaro che in simili condizioni le proprietà della lente dipendono dalla distribuzione del campo, dall'andamento delle linee di forza, che a loro volta sono funzione dei dispositivi elettromeccanici che li generano; è allora necessario trattare singolarmente ogni caso di lente continua. In ultima analisi ci si riduce alla determinazione dei due fuochi e dei due punti principali del sistema ottico formato da una lente spessa.

La più semplice lente a variazione continua dell'indice di rifrazione elettronica è ottenibile separando con un diaframma forato al centro (apertura) due zone mantenute rispettivamente ai potenziali V_1 e V_2; l'effetto di lente è localizzato alla zona di transizione di lunghezza a come in fig. 16, dove le linee di forza sono curve.

Lo studio della distribuzione del campo e del potenziale lungo l'asse del sistema, cioè in funzione della posizione del

punto corrente, si effettua integrando in ogni caso specifico l'equazione di Laplace, che può enunciarsi dicendo che il parametro differenziale del 2° ordine Δ_2 del potenziale V è nullo, ed esprimersi con la relazione:

$$\Delta_2 V = \frac{\partial^2 V}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 V}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 V}{\partial z^2} = 0 \qquad [47]$$

dove x, y, z sono le coordinate del punto dove si vuole determinare il potenziale. È ben noto che la conoscenza del campo scende da quella del potenziale, in quanto le tre componenti del campo E_x . E_y , E_z sono legate al potenziale dalle relazioni:

$$E_x = -\frac{\partial V}{\partial x} \; ; \quad E_y = -\frac{\partial V}{\partial y} \; ; \quad E_z = -\frac{\partial V}{\partial x}$$

In altri termini: il potenziale è l'integrale del campo e l'equazione di Laplace [47] equivale a dire che la divergenza del campo elettrico è identicamente nulla:

$$\text{div}\, E = 0 \qquad [48]$$

La [48] è l'equazione di continuità, che esprime che in un qualsiasi volume nello spazio libero fra due elettrodi che creano un campo elettrostatico, tante linee di forza entrano, tante ne escono, in modo che il numero di linee di forza internamente al volume rimanga costante.

Si consideri allora un volumetto elementare cilindrico di raggio r e lunghezza Δz nella zona di transizione in fig. 16. In esso deve essere soddisfatta la [48], ma, poichè il numero di linee sulla base circolare di entrata è diverso di quello sulla base di uscita, è chiaro che un certo numero di linee devono passare attraverso alla superficie laterale del cilindro, il che è possibile solo se le linee di campo sono curvate. Il campo E non è più parallelo all'asse Z del sistema, ma sarà inclinato rispetto ad esso, e potrà essere scomposto in una componente assiale E_z e in una componente radiale E_r perpendicolare ad E_z . E_r fa deviare gli elettroni che attraversano lo spazio di interdizione verso l'asse (o il allontana) verticalmente; la curvatura è tanto maggiore quanto più l'elettrone incidente dista dall'asse z.

Per la determinazione della lunghezza focale si segue questo procedimento: si calcola la componente radiale E_r del campo mediante l'equazione di Laplace; nota E_r, si deduce la variazione del momento dell'elettrone che attraversa la zona in cui le linee di forza sono curve; dalla variazione del momento si determina la variazione dell'angolo della traiettoria rispetto all'asse e quindi la lunghezza focale della lente.

Si consideri dunque l'elemento cilindrico di volume di lunghezza dz e di raggio r, segnato in fig. 16. Per la [48] il numero di linee che escono attraverso la superficie laterale del cilindro deve eguagliare il numero di linee che entrano dalle basi circolari; le prime sono dovute alla componente radiale E_r, le seconde alla componente assiale cui compete il valore $E_z(z)$ nella sezione 3 e il valore $E_z(z + dz)$ nella sezione 4, ossia:

$$2\pi r\, dz\, E_r = \pi r^2 \left[E_z(z) - E_z(z + dz)\right] \qquad [49]$$

per i valori di E_z si devono assumere i valori delle medie nelle superfici 3 e 4 rispettivamente. La quantità entro parentesi quadra nella [49] è la variazione prima di E_z conseguente alla variazione dz dell'ascissa; passando al limite si devono introdurre le derivate parziali rispetto a z:

$$E_r = -\frac{r}{2}\,\frac{\partial E_z}{\partial z} \qquad [50]$$

Il momento radiale dell'elettrone è dato dal prodotto della sua massa m per la componente radiale v_r della velocità. La variazione di $m\,v_r$ sotto l'azione di E_r per il tempo occorrente ad attraversare lo spazio di transizione di lunghezza a, eguaglia l'energia — $\int e\,E_r\,dt$; ora poichè abbiamo a che fare con una coordinata z spaziale invece che col tempo t, conviene sostituire a dt il rapporto dz/v_z , allora:

$$\Delta\,(mv_r) = -\int^{a} \frac{e\,r}{2}\,\frac{\partial E_z}{\partial z}\,\frac{dz}{v_z} \qquad [51]$$

essendo a piccolo si può ritenere costante v_z nella zona di transizione, allora l'integrazione della [51] diventa particolarmente semplice:

$$\Delta\,(m\,v_r) = \frac{e\,r}{2\,v_z}\,(E_2 - E_1) \qquad [52]$$

infatti E_1 ed E_2 sono i valori del campo a sinistra e a destra dell'apertura. La variazione angolare d, potendosi confondere la tangente con l'angolo data la sua piccolezza, vale:

$$d = \frac{\Delta\,(m\,v_r)}{m\,v_z} = \frac{e\,r}{2\,m\,v^2_z}\,(E_2 - E_1) \qquad [53]$$

ma $v^2_z = \dfrac{2\,e\,(V_2 - V_1)}{m} = \dfrac{2\,e\,V}{m}$, dove $V = V_2 - V_1$

potenziale della lente, per cui la [53] diventa:

$$a = \frac{r}{4\,V}\,(E_2 - E_1) \qquad [54]$$

$$\frac{a}{r} = \left(\frac{E_2 - E_1}{4\,V}\right) \qquad [54']$$

Per la stessa ipotesi semplificativa per la quale si è ritenuto v_z costante, è lecito ritenere costante anche r e ritenere r uguale all'altezza dell'incidenza e dell'emergenza del raggio che si considera. Allora $\dfrac{a}{r} = \dfrac{1}{p} + \dfrac{1}{q}$, ma per la [38] si ottiene: $f = \dfrac{4\,V}{E_2 - E_1}$ [55]

Ad onta delle ipotesi semplificative introdotte, la [55] dà il mezzo di valutare l'effetto delle aperture nei sistemi elettronici con approssimazione accettabile.

Così nel passaggio di un pennello elettronico attraverso due diaframmi forati posti a distanza d tra loro e mantenuti ai potenziali costanti V_1 e V_2 rispettivamente come in fig. 17, le lunghezze focali f_1 e f_2 delle due aperture considerate ciascuna indipendentemente dall'altra sono:

$$f' = \frac{4\,V_1}{V_2/d - V_1/d} = \frac{4\,dV_1}{V_2 - V_1} \quad \text{e} \quad f'' = \frac{4\,d\,V_2}{V_2 - V_1}$$

Considerando il sistema risultante dalle due aperture e mettendo in conto la convergenza operata dalla lente fra i due diaframmi si arriva alle seguenti espressioni per le lunghezze focali f_1 e f_2 dei due fuochi finali:

$$f_1 = \frac{8\,d}{3\left(\dfrac{V_2}{V_1} - 1\right)\left(1 - \sqrt{\dfrac{V_1}{V_2}}\right)} \qquad [56]$$

$$f_2 = \frac{8\,d}{3\left[\left(\dfrac{V_2}{V_1} - 1\right)\left(1 - \sqrt{\dfrac{V_1}{V_2}}\right)\left(\dfrac{V_1}{V_2}\right)\right]^{1/2}} \qquad [56']$$

I punti principali P_1 e P_2 per il sistema considerato cadono nelle posizioni indicate in fig. 17. I risultati ottenuti devono considerarsi imprecisi, ma servono di buon orientamento nella determinazione dei punti cardinali di una lente elettrostatica composta di due aperture coassiali, quando i diametri delle aperture siano molto piccoli rispetto alla distanza d ed alle lunghezze focali f_1 e f_2.

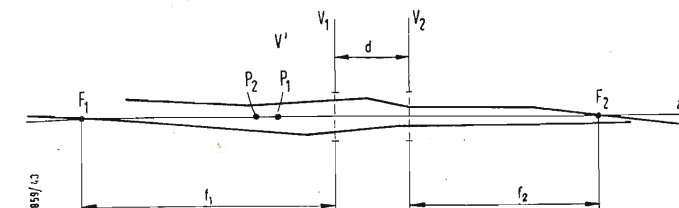



Fig. 17 - Percorso elettronico in una lente costituita da due aperture.

Quando non è possibile ritenere piccola la zona di campo variabile le precedenti relazioni non sono più attendibili. È allora necessario ricercare un'equazione più generale della lente elettronica integrando l'equazione differenziale della traiettoria dell'elettrone valida nella regione di potenziale variabile. Considerando lo stesso elemento cilindrico di fig. 16, partendo dalla variazione del momento dell'elettrone attraversante il cilindretto, si perviene alla seguente espressione:

$$\frac{d^2 r}{dz^2} = -\frac{1}{2V}\,\frac{dV}{dz}\,\frac{dr}{dz} - \frac{1}{4V}\,\frac{rd^2V}{dz^2} \qquad [57]$$

fondamentale del raggio per tutti i sistemi di lenti elettrostatiche a simmetria assiale. Nella [57] l'incognita r è la distanza radiale dall'asse per raggi elettronici parassiali in un piano meridiano (contenente cioè l'asse) in cui qualsiasi punto è individuato dalla coordinata z generica. Trattandosi di una equazione lineare è evidente che l'immagine è gaussiana o di 1° ordine.

Per raggi non parassiali e non contenuti nel piano meridiano, detti θ_o l'angolo formato dal piano meridiano col piano di riferimento e θ l'angolo generico piano, l'equazione generale del raggio è la seguente:

$$\frac{d^2 r}{d\,t^2} = \frac{e}{m}\left[\frac{2\,r^4_o\,\theta'^2_o\,V_{ao}}{(1 + r'^2_o + r^2_o\,\theta'^2_o)\,r^3} + \frac{\partial V_a}{\partial r}\right] \qquad [58]$$

in cui con l'indice zero in basso si sono contrassegnati gli elementi relativi al piano meridiano e:

$$\theta' = \frac{d\,\theta}{d\,t} = \frac{r^2_o}{r^2}\,\frac{d\,\theta'_o}{dt} \; ;$$

V_a è il potenziale elettrostatico nel punto generico dello spazio.

Ricordando che:

$$\frac{d^2 r}{dt^2} = \frac{\partial^2 r}{\partial z^2}\left(\frac{d\,z}{dt}\right)^2 + \frac{d^2 z}{dt^2}\,\frac{\partial r}{\partial z}$$

si ottiene l'equazione generale del raggio in funzione della variabile indipendente z, invece che del tempo t:

$$\frac{\partial^2 r}{\partial z^2} = \frac{1}{2\,V_a}\left[\frac{2\,K^2}{r^3} + \frac{\partial V_a}{\partial r} - \frac{\partial r}{\partial z}\,\frac{\partial V_a}{\partial z}\right]\left[1 + \left(\frac{\delta r}{\delta z}\right)^2 + r^2\left(\frac{\delta\,\theta}{\delta\,z}\right)^2\right] \qquad [59]$$

dove:

$$K = r_o^2\,\theta'_o\,\sqrt{V_a}\,(1 + r_o'^2 + r_o^2\,\theta_o'^2)^{1/2} \qquad [60]$$

Introducendo il potenziale modificato V_{am} legato a V_a dalla relazione:

$$V_{am} = V_a - \frac{K_2}{r_2} \qquad [61]$$

essendo inoltre:

$$\frac{\partial\,\theta}{\partial\,z} = \theta' = \frac{\partial\,\theta}{\partial\,t}\,\frac{d\,t}{d\,z} = \frac{K}{r^2}\left[\frac{1 + \left(\dfrac{\partial\,r}{\partial\,t}\right)^2}{V_a - \dfrac{K^2}{r^2}}\right]^{1/2} \qquad [62]$$

si ottengono le equazioni finali per r e θ:

$$\frac{\partial^2 r}{\partial\,z^2} = \frac{1 + \left(\dfrac{\partial\,r}{\partial\,z}\right)^2}{2\,V_{am}}\left[\frac{\partial\,V_{am}}{\partial\,r} - \frac{\partial\,r}{\partial\,z}\,\frac{\partial\,V_{am}}{\partial\,z}\right] \qquad [63]$$

$$\theta = \theta_o + \int_{zo}^{z} \frac{K}{r^2}\left[\frac{1 + \left(\dfrac{\partial\,r}{\partial\,z}\right)^2}{V - \dfrac{K^2}{r^2}}\right]^{1/2} d\,z \qquad [64]$$

Per $K = 0$ si deduce $\theta = \theta_o$, $V_{am} = V_a$, il raggio rimane nello stesso piano meridiano. K rappresenta, a meno del fattore $\sqrt{2em}$, il momento angolare dell'elettrone intorno all'asse cardinale.

Se nella [63] si considera solo i termini di primo ordine in r e r', l'equazione per raggi parassiali diviene:

$$\frac{\partial^2 r}{\partial\,z^2} = \frac{K}{V\,r^3} - \frac{1}{2\,V}\,\frac{\partial r}{\partial z}\,\frac{\partial\,V}{\partial\,z} - \frac{r}{4\,V}\,\frac{\partial^2\,V}{\partial\,z^2} \qquad [65]$$

per raggi meridiani cioè per $K = 0$, la [65] coincide colla [57].

Poichè la [60] mostra che K contiene la coordinata radiale al quadrato, si potrebbe pensare che l'immagine non sia gaussiana per queste lenti, ma eseguendo la sostituzione $r = \dfrac{u}{i\,\theta}$, cioè introducendo la variabile complessa u, si trova $K = 0$, il che assicura che le proprietà di formare immagini gaussiane sono comuni per tutti i campi di lenti anche se si considerano raggi obliqui.

Tali proprietà vengono meno invece se si considerano i termini di terzo ordine in r e r_c d'onde sorgono le « aberrazioni elettroniche ».

c) Cenno sulla soluzione dell'equazione del raggio.

Se si conoscono due soluzioni particolari della [57], è noto l'ingrandimento, quindi se l'immagine cade esternamente alla lente la determinazione dei punti cardinali può essere fatta come si usa in ottica, tracciando nello spazio oggetto

(il testo segue a pag. 383)

Algeria

Una stazione clandestina in lingua francese è stata ascoltata verso le ore 22.00 in lingua araba e alle ore 21.30 in francese sulla lunghezza d'onda di metri 27,04 (8.100 kHz). A proposito di trasmissioni in lingua araba notiamo una recrudescenza di trasmissioni in lingua araba dopo gli avvenimenti dell'Africa del Nord e Medio Oriente. La Bulgaria ha inaugurato una trasmissione sulle lunghezze d'onda seguenti: 41,37 m (7252 kHz) alle ore 17.00 e la Cecoslovacchia alle ore 18.30 su 19,63 m (15285 kHz), 19,83 m (15125 kHz), 25,43 (11795 kHz), 25,58 (11725 kHz), 31,30 (9585 kHz) ed alle ore 20.30 su 25,58 (11725 kHz) e 31,02 (9670 kHz).

Argentina

Radio El Mundo di Buones Aires ha una trasmissione in spagnolo su 19,62 m (15290 kHz) 10 kW dalle ore 12.00 alle ore 12.15 seguito da un programma in lingua inglese.

* * *

La esatta scheda dei programmi dalla Radio Argentina ci è pervenuta onde correggere le notizie fornite fin'ora che risultavano da periodici Argentini o U.S.A. 1°) «Radio del Estado» su 6062 kHz (LRA 1) 12.00-04.00, 15345 (LRA) 14.00-22.00, 9690 (LRA) 22.00-04.00 (Lunedì-Venerdì 22.30-23.00). Servizio estero in Spagnolo, Inglese, Francese, Portoghese, Tedesco, Lunedì-Venerdì 05.00-05.30 Spagnolo e 05.30-06.00 Inglese per le Americhe, 6180 (Mendoza) 12.00-04.00. 2°) «Radio El Mundo» Relais di LRA1 ecc. quando necessario indicato: 9660 (LRX) 11.00-05.30, 15290 (LRU) 11.00-12.00, 12.00-12.30 (Servizio Estero in Spagnolo ed Inglese), 12.30-14.00, 04.00-04.30 come alle ore 12.00; 6120 (LRX 1) 13.00-04.00, 04.00-04.30 (come LRU), 04.30-05.30. 3°) «Radio Splendid» (tutti relais come LR4); 5985 e 9743 (LRS 2 - LRS 1) 16.20-18.00 e 23.54-02.04, 11880 (LRS) 10.45-05.00. 4°) «Radio Belgrano» Relais di LR3): 6090 (LRY 1) 10.45-04.00. Altre frequenze 9760, 6145, 9640 risultano inattive e ci sorprende che non venga segnalato il programma in lingua italiana.

Austria

Ogni sabato dalle ore 22.30 alle ore 23.30 un programma musicale denominato «Il Danubio Blu» viene trasmesso da «Radio Oesterreich» e ritrasmesso dalle stazioni francesi del «Paris Inter», esso può essere ascoltato dalla nuova stazione di 100 kW su 6200 kHz.

* * *

Le trasmissioni ad onde corte di «Radio Osterreich» rimangono invariate anche per la stagione estiva ad eccezione della lunghezza d'onda di metri 11,56 OEI 39 inattiva (25945 kHz, 20 kW).

Birmania

In anticipo sulle previsioni Radio Rangoon ha inaugurato un trasmettitore ad onde corte (50 kW) che è destinato a emettere sulla lunghezza d'onda di metri 25,50 (11765 kHz) dalle ore 12.35 alle ore 16.15. Notizie in lingua inglese alle ore 16.00.

Bolivia

«Radio Bolivia» è ora riportata su 6089 kHz e onde medie su 1390 kHz.

Brasile

«Radio Diffusora Sao Paulo» ora trasmette il suo programma in lingua italiana dalle ore 00.30 alle ore 01.00 su 6095 kHz. «Radio Cultura da Bahia», da Salvador è attivissima su 9595 kHz. Radio Gazeta di Sao Paulo opera dalle ore 11.30 alle ore 05.00 su 890 (PRA6), 9685, 15325 kHz e in FM su 88,1 MHz.

Bulgaria

La scheda estiva di «Radio Sofia»: Inglese (per Europa) 21.30-22.00 e 22.30-23.00 su 7670 e 9700 kWe 9700 kHz Le stesse frequenze sono usate per il programma francese che viene trasmesso alle ore 21.00-21.30 e 22.15-22.30 e Tedesco: 20.30-21.00 e 22.00-22.15.

Chile

Le stazioni Cilene : CB130, CE960, (1030 kHz, 9600 kHz) da Santiago «Radio La Americana» ora annunciano «Radio Presidente Balmacedo». La potenza di CE960 sembra essere stata aumentata.

Cina

La nuova scheda dei programmi di «Radio Pechino» dal 6 Maggio: per l'Europa 22.30-23.00 su 11660, 15060 kHz. Dettatura di notizie a velocità limitata 16.30-17.30 su 15195 e 17880 kHz per India e Pachistan e su 15060 e 17860 kHz per il Nord Africa ed Europa.

Congo belga

Dalle ore 00.15-02.00 su 31,07 (50 kW) trasmissione diretta all'America in relais con la trasmissione delle ore 00.15-02.00 da Bruxelles.

Corea

Il nuovo trasmettitore da 100 kW di HLKA (Seoul) opera su 9640 kHz dalle ore 12.30 alle ore 14.00 (12.30-13.45 Coreano; 13.45-14.00 Giapponese).

Egitto

Dal 1° Maggio Radio Cairo trasmette il proprio programma diretto alla Europa in Francese ed Inglese alle ore 21.00.

Filippine

Abbiamo ascoltata la stazione «Radio Mindanao» Sulu, da Cotabato la quale risulta essere una nuova stazione. Opera su 3945 kHz, DXB3. Essa può essere ascoltata dalle ore 10.00 alle ore 14.00 in lingua Inglese. Essa annuncia «This is the En Di Bi Si (NDBC) the Notre Dame Broadcasting Corporation, Radio Mindanao-Sulu. Si pregano i cortesi ascoltatori di volerci trasmettere rapporti di ricezione.

Germania orientale

Trasmissioni in lingua tedesca della radio di «Die Deutsche Welle»:

08.00-11.00 su 25,44, 13,85 per medio oriente
15.30-18.30 su 16,84, 13,96 per lontano or.
19.00-22.00 su 19,64, 16,84 per Africa
23.00-02.00 su 24,44, 19,51 per Sud America
02.30-05.30 su 31,12, 25,44 per Nord America

notizie in tedesco alle ore: 08.00, 10.45, 15.30, 18.15, 19.00, 21.45, 23.00, 01.45, 02.30, 05.15. Alle ore 09.00, 16.30, 20.00, 03.30 notizie in francese-inglese ed alle ore 24.00 in spagnolo-portoghese.

Guinea francese

Apprendiamo da una notizia pervenuta dalla Germania che Gonakry ha iniziato le sue trasmissioni su 88,86 m (3376 kHz) oltre alle sue lunghezze di 48,74 m (6155 kHz), 61,10 m (4910 kHz). Ma sembra che la lunghezza di metri 88,86 è quella di Radio Paradys (Africa del Sud) che malgrado i suoi 20 kW, sembra essere scomparsa sotto la portante di Gonakry.

Iran

«Radio Tabriz» è schedata come segue: 03.30-04.30, 10.00-13.00, 14.30-18.00 su 6092 kHz. Rapporti di ricezione potranno essere trasmessi al signor Seyed Hasan Adl. Direttore della Stampa Azerbajana e Radio Servizi-Tabriz.

Israele

Con la introduzione dell'ora estiva Radio Israele «Kol Zion Lagolah» ha anticipato di mezz'ora tutte le trasmissioni dirette all'Europa. Il programma inglese potrà essere così ascoltato dalle ore 22.00 alle 22.45, quello francese dalle ore 21.00 alle ore 21.45 e quello italiano dalle ore 21.30 alle ore 21.45 nei giorni stabiliti.

* * *

Dal 28 Aprile Radio Israele trasmette in francese e inglese da «La Voce di Israele» alle ore 19.45 in francese ed alle ore 20.00 in lingua inglese. Dalla «La Voce di Sion» alle ore 21.00 in francese ed alle ore 22.00 in inglese. Le lunghezze d'onda sono quelle di metri 33,30 (9008 kHz) e 25,33 (11845 kHz). (Da Schweizer Radio Zeitung).

Jugoslavia

Radio Belgrado trasmette ad onde corte in tedesco alle ore 18.30-19.00 su 48,78, 41,67 ed alle ore 21.45-22.00 su 49,18 e 41,67; in francese dalle ore 20.30-21.00 su 48,78 e 41,67 e dalle ore 23.00-23.15 su 327,4 m e 263 m ad onde medie; in inglese dalle ore 19.30 alle ore 19.45 su 48.78 e 41.67 e dalle ore 23.15-23.30 su 49.18 e 327,4 e 236 m.

Liberia

La trasmissione Nord-Americana di Radio Liberia (Monrovia-ELWA) avviene al Mercoledì dalle ore 02.00-03.30 su 9670 kHz.

Libia

Il programma del «F.B.S.» Bengasi su 7220 kHz chiude alle ore 19.30. Il programma su 3305 kHz termina alle ore 22.00 (Sabato alle ore 23.00), indi la portante rimane in aria fino alle ore 22.15 per un programma in Arabo il quale chiude irregolarmente alle 23.15 o 23.45. Ciò è stato osservato giornalmente escluso Martedì e Giovedì.

Monte Carlo

Per tener conto dei fenomeni di propagazione sulle onde corte influenzati dalle macchie solari le trasmissioni ad onda corta di Radio Monte Carlo saranno diffuse tutti i giorni dalle ore 06.30 alle ore 09.00 su 42.02 (7140 kHz), dalle ore 09.00 alle ore 19.00 sulla lunghezza d'onda di metri 30,82 (9733 kHz), dalle ore 19.00 alle ore 23.00 su 42.02. L'emissione abituale su metri 49,71 (6035 kHz) continuerà ad essere diffusa dalle ore 06.30 alle ore 23.00. La trasmissione ad onda media su 204,5 proseguirà come d'abitudine. Gli ascoltatori sono pregati di inviare i loro rapporti di ricezione a «Radio Monte Carlo» 16, r. Princesse Carlotte, Monte Carlo.

Nazione Unite

Le trasmissioni per conto delle Nazioni Unite avvengono alle seguenti ore: 16.45-17.10 (Prangins-HEU2 31,51 m) in Russo; 18,15-18,30 New York WBOU 19,93-21540 kHz): 18.15 in Finlandese, Fiammingo, Francese; 18.25 in Francese. 19.00-19.30 (New York WDSI 13,81-21720 kHz): 19.00 in Serbo-Croato, 19.07 in Turco, 19.10 in Italiano, 19.15 in Ebraico o Greco, 19.20 in Ungherese, 19.25-19.30 in Tedesco per l'Austria. 19.30-20.00 (New York WDSI 13,81-21720 kHz e Tangeri 16,82-17835 kHz): in Arabo. Tutte le trasmissioni segnalate avvengono al Venerdì. Al Sabato altre trasmissioni avvengono sulle lunghezze d'onda seguenti: New York 19,57-15330 kHz e Tangeri 16,76-17895 kHz): dalle ore 08.15 alle ore 09.00: 08.15 in Italiano, 08.20 in Arabo, 08.30 in Persiano, 08.40 in Duri, 08.50 in Amarico. Altre trasmissioni avvengono dal Consiglio di Sicurezza sulle lunghezze d'onda seguenti: 13,81-21720 kHz dalle ore 16.30 alle ore 19.00 e su 19,65-15270 kHz dalle ore 21.00 alle ore 01.00 in 23 lingue diverse tra le quali un programma in Italiano.

Romania

Programma in italiano emesso da Radio Bucarest: dalle ore 23.30 alle ore 24.00 sulle frequenze di 755, 5980, 9524 pari a metri 397,1 (Timisoara), 50,17 (Bucarest III), 31,51 (Bucarest III), ogni Martedì.

Stati Uniti d'America

La scheda programmi estiva dell'American Forces Radio Service di New York per i programmi diretti all'Europa è la seguente: 18.30-23.45 su 15285, 17780, 21570 kHz.

* * *

La «World Wide Broadcasting System» Wrul (New York) trasmette per l'Europa dalle ore 19.00 alle ore 20.35 su 19,74, 16,90, 13,98 (15200, 17750, 21460 kHz).

(la rubrica segue a pag. 362)

Le prospettive dell'industria elettronucleare in un rapporto delle Nazioni Unite

In un rapporto di 251 pagine del Consiglio Economico e Sociale (ECOSOC) delle Nazioni Unite pubblicato l'8 giugno si sottolinea che, in base ad un'indagine sulle prospettive dell'impiego dell'energia atomica nella produzione elettrica, si prevede che le nazioni industrializzate potranno raggiungere i progressi immediati più consistenti, mentre i paesi di recente sviluppo potranno successivamente beneficiare in una misura maggiore.

Il rapporto rileva che l'energia atomica per la produzione elettronucleare troverà un crescente impiego e pertanto non può essere ignorata sin da questo momento da parte dei pianificatori economici.

L'importanza dell'energia atomica nel quadro della produzione elettrica totale di ciascun paese, prosegue il rapporto, sarà dettata da un gran numero di fattori locali. Pertanto, ad esempio, l'Inghilterra, che ha una tecnogia progredita, ma ove le risorse di combustibile fossile sono in continua diminuzione mentre crescono le ricerche di energia, può trovare economicamente conveniente l'energia elettronucleare, mentre per il Canadà e gli Stati Uniti, dove si dipone di combustibili e di altre fonti di energia in quantità praticamente illimitate sarà, almeno per qualche tempo, conveniente. Comunque il Canadà, secondo il rapporto, conta di avere in funzione nel 1965 centrali elettronucleari con 100-200 mila kW di potenza installata in grado di produrre elettricità a costi convenienti. La Francia disporrà di due centrali elettronucleari rispettivamente da 60.000 e da 100.000 kW.

L'unione sovietica sta progettando impianti elettronucleari con una potenza compresa tra 200.000 e 400.000 kW ciascuno; il Brasile conta di avere in funzione un reattore generatore entro il 1961, il Canadà e la Francia uno ciascuno nel 1959, la Gran Bretagna uno nel 1961-62, l'URSS due, e negli Stati Uniti 12 nel 1957-62.

I reattori atomici per la produzione di elettricità, secondo quanto rileva il rapporto, sono tuttora allo stadio iniziale per quanto riguarda la progettazione, la costruzione, il funzionamento e l'utilità economica. A tale riguardo il rapporto cita un'effermazione francese secondo cui «stiamo costruendo per poter apprendere» e quella americana secondo cui almeno 100 sistemi di produzione elettronucleare «non sono per principio irrealizzabili».

Dell'elettricità prodotta mediante reattori nucleari il rapporto afferma: «Questo metodo di produzione di energia è soltanto all'inizio della sua applicazione e nella maggioranza dei casi il suo costo è ancora più elevato di quello delle alternative disponibili. Sebbene nella sua fase iniziale il costo di produzione dell'energia elettronucleare esiga necessariamente che gli sforzi diretti a realizzarla vengano appoggiati, la rapidità con cui l'uso dell'energia atomica supererà la fase iniziale dipende in gran parte dalla misura in cui tale energia potrà risultare economicamente conveniente in particolari circostanze. Ma le sue conseguenze finali potranno essere di fondamentale importanza per ridurre la dipendenza dalle fonti ordinarie di energia; e dato che il combustibile nucleare non richiede pesanti attrezzature per il suo trasporto, la possibilità di una ubicazione economica delle centrali elettronucleari potrà essere importante per lo sviluppo economico futuro».

(*u.s.*)

Iniziata la costruzione della centrale elettronucleare Dresden

Con una solenne cerimonia cui è intervenuto il commissario dell AEC (Commissione americana per l'Energia Atomica), Thomas E. Murray, sono stati iniziati ufficialmente il 12 giugno, i lavori per la costruzione della centrale elettronucleare Dresden. L'impianto, di cui è previsto il completamento nel 1960, sarà costruito dalla General Electric Company per conto della Commonwealth Edison Company e fornirà elettricità sufficiente alle esigenze di un centro di 200.000 abitanti.

La centrale, che avrà una potenza installata di 180.000 kW, sarà azionata da un reattore alimentato con uranio leggermente arricchito. Si calcola che, quando sarà stata raggiunta la piena efficienza dell impianto, una scorta di 60 tonnellate di uranio potrà bastare al suo funzionamento ininterrotto per 6 anni. Per azionare un impianto della stessa potenza con combustibile ordinario nello stesso periodo occorrerebbero circa 3 milioni di tonnellate di carbone. Il costo preventivato dell'impianto è di 45 milioni di dollari.

Nella prima fase, 400 operai provvedono allo scavo delle fondazioni degli edifici che dovranno accogliere il reattore nucleare, la sala dei turboalternatori e gli uffici.

In un breve discorso pronunciato in occasione dell'inaugurazione dei lavori, Murray ha affermato che il nuovo impianto «mette ulteriormente in rilievo la volontà dell'industria privata di contribuire con fondi e manodopera rilevanti alla realizzazione dei reattori per uso industriale».

Dopo aver osservato che l'unico sistema per ottenere una valida indicazione economica del potenziale racchiuso nell'energia atomica è quello di costruire e di far funzionare reattori di grande importanza, Murray ha affermato che la centrale Dresden «rappresenta una manifestazione concreta di capitalismo responsabile nel senso più alto dell'espressione». (*u.s.*)

L'Inghilterra lavora alla centrale elettrica del futuro

A Dounreay, a poche miglia da John O Groats, sulla costa settentrionale della Scozia, viene costruito un reattore atomico che non solo genererà energia, ma nello stesso tempo produrrà più combustibile di quanto ne consumi. Il reattore è contenuto in una grande sfera di acciaio di 1.500 tonn. con un diametro di 40 m. È occorso quasi un anno per completare questa sfera che ha oltre 3 km di saldature. Il costo viene stimato in 15÷20 milioni di sterline.

Potenzialmente questo reattore è molto più progredito di quelli di Calder Hall — la prima centrale elettro-atomica del mondo su scala commerciale — così come la turbina a gas rappresenta un progresso rispetto al motore a vapore.

Noto come reattore «veloce ad auto-rigenerazione», esso sarà forse il precursore della centrale elettro-atomica che potrà integrare quelle tipo Calder Hall, attualmente in corso di costruzione in varie parti dell Inghilterra in base al suo piano decennale di sviluppo, nonchè i reattori termici della seconda fase con raffreddamento liquido, che si prevede seguiranno.

Nel reattore moderato a grafite e raffreddato a gas, tipo Calder Hall, viene bruciato il raro isotopo dell'uranio, U 235, per produrre calore, che a sua volta viene utilizzato per generare elettricità. Nel reattore di Dounreay la parte centrale di combustibile di plutonio è circondata da una «copertura» di uranio naturale che essa trasforma in altro plutonio.

E il micarolo di questa moderna alchimia è che nel processo viene a crearsi una quantità di combustibile superiore a quella consumata. Per ogni atomo di plutonio distrutto nella parte centrale, uno o più nuovi atomi vengono a formarsi nella copertura di uranio.

Un funzionario dell'Ente Atomico britannico ha detto: «Si tratta di un grande esperimento che condurrà a importanti sviluppi nelle centrali del futuro. Esso mira ad accrescere l'uso efficiente dell'uranio in modo da riuscire a far compiere a una tonnellata di uranio il lavoro di un milione di tonnellate di carbone, mentre a Calder Hall una tonnellata di uranio compie il lavoro di 10 mila tonnellate di carbone. «Se l'esperimento avrà successo, indicherà la via verso una produzione più a buon mercato dell'elettricità ed assicurerà che non vi sian problemi del combustibile in questo paese per 5.000 anni o più».

Ovviamente, nel mondo del futuro, affamato di combustibile, le possibilità di un simile mezzo generazione dell'elettricità sono incalcolabili e il principale scopo di Dounreay è di sviluppare la tecnologia del reattore veloce ad auto-rigenerazione e di studiare il suo funzionamento. Ci si propone di produrre combustibile per altri reattori dello stesso tipo, sia in Inghilterra che oltremare.

Sir Christopher Hinton, direttore del Gruppo Industriale dell'Ente Atomico britannico, ha detto che «potremo fornire gli elementi combustibile per reattori sperimentali esportati dall'Inghilterra e che richiedono elementi di combustibile molto arricchiti».

Sebbene il reattore di Dounreay sia sperimentale, esso sarà in effetti collegato a un impianto generatore di 15 megawatt che fornirà elettricità alla rete nazionale. Vi è inoltre, insieme a quello ad auto-rigenerazione, un reattore per la prova dei materiali che verrà usato per studiare gli effetti della radiazione sui materiali, sulle parti componenti e sui sistemi di taffreddamento. L'intero impianto dovrebbe essere in funzione nel 1958. (*u.b.*)

Nuovamente in funzione il reattore a piscina ceduto dagli S.U. alla Svizzera al termine della Conferenza Atomica di Ginevra

È entrato nuovamente in funzione nei giorni scorsi, presso il Centro Svizzero di Ricerche Nucleari a Wuernelingen, il reattore nucleare a piscina di costruzione americana, che dopo essere stato esposto in occasione della Conferenza internazionale sulle applicazioni di pace dell'energia atomica svoltasi a Ginevra nel 1955, fu ceduto alla Svizzera, per l'importo nominale di 180.000 dollari.

Soltanto ora è stato completato il montaggio del reattore presso il nuovo centro di ricerche di Wuerneling, ove produrrà sino a 1000 kW, rispetto al livello di 10÷100 kW sviluppato a scopi dimostrativi presso la Mostra Atomica Internazionale di Ginevra.

Il reattore a piscina servirà come prototipo per il reattore ad acqua pesante che la Svizzera si ripromette di realizzare quanto prima.

Il dott. Karl Schmidt, direttore della Technisches Hochschule di Zurigo, nell'elogiare la decisione americana di trasferire alla Svizzera il reattore in mostra a Ginevra, ha affermato che ciò ha consentito di anticipare di due anni il programma di ricerche nucleari svizzere e di ottenere un reattore a basso prezzo dotato di elevate caratteristiche di sicurezza e con ampie possibilità di sperimentazione. (*u.s.*)

Un reattore per la prova di materiali

Il gruppo Industriale dell'Ente Atomico britannico sta costruendo a Dounreay nella Scozia Settentrionale, il reattore di ricerca destinato ad affrettare le ricerche scientifiche per la soluzione di problemi associati al disegno e alla costruzione dei reattori progettati per lo sviluppo del programma di energia nucleare.

Questo reattore, chiamato Dounreay Materials Testing Reactor (D.M.T.R.) è stato progettato perchè si possano irradiare materiali di costruzione, combustibili e i loro materiali d'imballo, sostanze refrigeranti o per il trasferimento di calore, in una corrente di neutroni in condizioni specifiche analoghe a quelle di un reattore producente energia elettrica.

Per provare i materiali, questi vengono incorporati in attrezzature di prova, che a loro volta sono inserite nel D.M.T.R. e irradiate al limite richiesto. Le attrezzature vengono allora rimosse e smontate, ed i materiali sotto prova assoggettati agli esami opportuni. Siccome il D.M.T.R. fornisce una forte corrente di neutroni, così certe ricerche, che precedentemente richiedevano un lungo periodo d'irradiazione per la mancanza di grosse fonti di neutroni, possono ora essere completate in un periodo molto minore.

Il D.M.T.R. è un reattore termico ad uranio arricchito raffreddato e moderato ad acqua pesante, con una corrente massima di 10^{14} neutroni termici al secondo a un'emissione totale di 10 megawatt. È simile al D.I.P.D. inaugurato ad Harwell il novembre scorso, ma con l'im-

portante differenza che le facilitazioni sperimentali sono per attrezzature industriali più grandi.

La parte centrale del D.M.T.R. consiste di 26 sezioni di elementi di combustibile montate verticalmente in una cisterna cilindrica d'alluminio contenente acqua pesante. La cisterna è circondata da un riflettore di grafite, ed il tutto è racchiuso in un recipiente d'acciaio, esso pure avvolto in uno schermo di piombo. Ulteriori schermi sono forniti da muri di cemento che racchiudono il reattore in un cubo di sei metri di lato. Il reattore è regolato mediante l'introduzione di sostanze assorbenti i neutroni sotto forma di braccia del tipo a semaforo che si spostano tra gli elementi del combustibile ed una verga centrale di regolazione; in più ci sono due aste di chiusura. Il reattore è montato direttamente sopra l'impianto dell'acqua pesante contenente le pompe e i trasferitori di calore, per trasmettere il calore dall'acqua pesante refrigerante ad un circuito ad acqua leggera, che a sua volta disperde il suo calore nell'atmosfera in otto torri di raffreddamento situato fuori del reattore.

Le attrezzature sperimentali consistono di 4 tubi verticali di 17,5 cm di diametro e di 4 verticali di 10 cm di diametro collocati nell'acqua pesante, e di sei tubi verticali di 10 cm di diametro situati nel riflettore di grafite. Vi sono inoltre quattro tubi orizzontali di 17,5 cm di diametro che passano attraverso il reattore accanto alla parte centrale del reattore. *(u.b.)*

Il 150° anniversario dei Servizi geodetici e costieri

Il Servizio statunitense per la sorveglianza geodetica e costiera celebra quest'anno il 150.mo della sua fondazione. Tra le varie celebrazioni in programma si annoverano l'emissione di uno speciale francobollo postale, riunioni varie di gruppi scientifici e una grande cerimonia che ebbe luogo il 20 maggio nella sede del Servizio stesso, presso il Dipartimento del Commercio. Nello stesso giorno ebbe luogo anche una manifestazione speciale in occasione della riunione della Società dei genieri americani; una squadra del Servizio installò una torre portatile dell'altezza di 30 metri ed eseguì dimostrazioni pratiche delle tecniche seguite nelle ricerche geodetiche. Tali dimostrazioni vennero ripetute per tutta la settimana.

Il Servizio, costituito il 10 febbraio 1807, fu il primo ufficio tecnico del governo federale. Il suo compito si limitava allora a rilievi delle «coste degli Stati Uniti nei quali dovranno essere indicati le isole, gli scali e i posti di ancoraggio». Dall'epoca della sua fondazione le attività del Servizio si sono assai ampliate; esso infatti studia e raccoglie tutti i dati sulle maree, le correnti, i movimenti sismici e il magnetismo terrestre, e prepara carte geografiche, costiere ed aeronautiche. L'Ufficio dispone anche di una completa rete per il rilievo della latitudine, longitudine ed altezza sul livello del mare dell'intero continente e dei possedimenti americani.

Il Servizio svolgerà compiti assai importanti per quanto riguarda le osservazioni magnetiche che saranno condotte durante l'Anno Internazionale Geofisico 1957-58 ed il suo lavoro sarà quanto mai utile particolarmente per il lancio dei satelliti artificiali.

Dotato per la prima volta nel 1846 di un battello per il rilievo della Corrente del Golfo, il Servizio dispone oggi di una flottiglia di 17 navi e di tutta una attrezzatura elettronica e scientifica per le misurazioni terrestri e la registrazione dei fenomeni tellurici. *(u. s.)*

Combustibili nucleari sempre più efficienti per le centrali elettronucleari di domani

Quattro scienziati del Laboratorio Nazionale Argonne di Lemont (Illinois), C.L. Hoenig, R.J. Kittel, J.H. Handwerk e R.C. Breden, hanno presentato alcune settimane or sono al convegno annuale dell'Associazione Americana della Ceramica a Dallas (Texas) una relazione scientifica su una recente scoperta che potrà portare a considerevoli progressi nell'industria elettronucleare. Si tratta di un nuovo tipo di combustibile atomico per reattori generatori che presenta innegabili doti di durata e quindi di economia.

Il nuovo radiotelescopio gigante dell'Università di Manchester, presso Jodrell Bank in Inghilterra, è ormai quasi pronto per l'impiego. Ecco la sagoma definitiva del radio telescopio simile ad un enorme «catino» d'acciaio del diametro di 76,20 m. Il «catino» può ruotare tanto secondo un asse verticale, quanto secondo un asse orizzontale e addirittura lo si può capovolgere, facendone il più grande tetto a cupola del mondo. Tra i vari problemi risolti di ordine meccanico ed elettrico, citiamo le tolleranze minime del riflettore, i comandi per lo spostamento anche in presenza di qualsiasi prevedibile spinta del vento, la possibilità di sgelare automaticamente qualsiasi oggetto in movimento. Rimane da vedersi quali saranno i misteri dello spazio che il nuovo telescopio potrà svelare, certo si tratta di una costruzione da annoverare tra i grandi trionfi dell'ingegneria. *(u.b.)*

Per la prima volta negli annali delle ricerche nucleari, un reattore sperimentale della serie «Borax», attualmente in prova presso la Stazione Nazionale di Collaudo dei Reattori dell'Idaho per conto del Laboratorio Nazionale Argonne, è stato alimentato con torio e uranio preparati sotto forma di palline di ceramica. Le capsule contengono ossidi di torio e di uranio, che da molti anni trovano impiego nell'industria ceramica per la fabbricazione di gres e di porcellane, ma non erano ancora stati usati come combustibile nucleare.

Come è noto, uno dei maggiori problemi dell'industria elettronucleare è quello della durata degli elementi di combustibile adoperati per la produzione del calore.

Normalmente gli elementi di combustibile adoperati nei reattori generatori vengono sostituiti prima che siano esauriti i loro costituenti fissili (quelli cioè che partecipano alla reazione nucleare), perchè si deformano sensibilmente sotto le radiazioni intense sino a raddoppiare in determinate condizioni le loro dimensioni iniziali. A causa della perfetta tenuta ad aria che si richiede nei reattori nucleari per circoscrivere la radioattività nociva per il personale e per limitare i pericoli in caso di gusti meccanici, le alterazioni cui vanno soggetti gli elementi di combustibile nucleare metallico possono risolversi in un pericolo per il personale addetto. Ed è appunto per accrescere le caratteristiche di sicurezza dei reattori che si procede alla sostituzione del combustibile prima che sia esaurito il suo potenziale fissile.

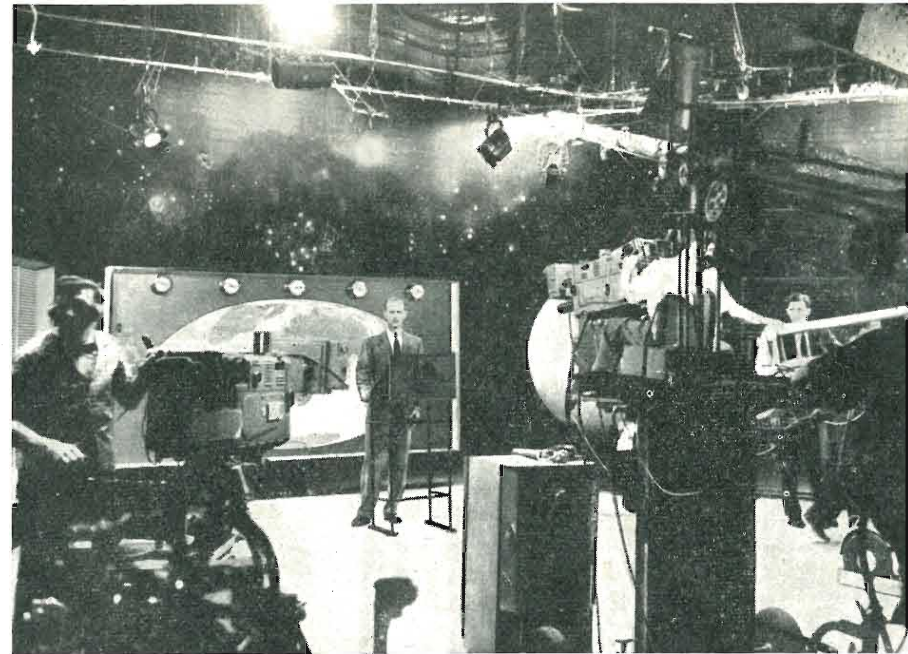
I quattro scienziati dell'Argonne hanno realizzato le palline in ceramica di torio che offrono innegabili vantaggi per prevenire gli innumerevoli inconvenienti dovuti all'accrescimento degli elementi metallici nel corso della reazione di fissione.

Gli studi cristallografici dell'uranio hanno permesso di accertare che i cristalli di questo elemento subiscono alterazioni sensibili nella loro struttura e grandezza per effetto delle radiazioni. La laminazione del metallo d'uranio, eseguita durante la fabbricazione degli elementi di combustibile, tende ad unificare la disposizione dei cristalli secondo una determinata direzione e conseguentemente i mutamenti operati sul combustibile dalle radiazioni tendono a svilupparsi eccessivamente secondo quella stessa direzione. Gli scienziati dell'AEC hanno potuto accertare che i cristalli del materiale ceramico sono invece disposti secondo tutte le direzioni e che gli effetti delle radiazioni sul combustibile di tipo ceramico sono conseguentemente molto minori.

Nel corso di studi preliminari effettuati all'Argonne sugli effetti delle radiazioni sugli ossidi di uranio e di torio, i quattro scienziati hanno potuto raccogliere preziose informazioni sulla possibilità di utilizzare il nuovo tipo di combustibile nel reattore ad acqua bollente Borax.

I campioni di ceramica preparati per l'esperimento sono stati provati in un primo tempo senza protezione metallica esterna e successivamente con rivestimenti costituiti da una lega di alluminio e nichel, o da acciaio inossidabile o da una lega di zirconio. Alcuni campioni di palline di ceramica con e senza involucro metallico sono state disposti in acqua o in metallo liquefatto di sodio e potassio e successivamente irradiate. I diversi elementi di combustibile hanno dimostrato un'elevata resistenza alla corrosione operata sia dall'acqua che dal sodio-potassio, superando brillantemente una delle prove più importanti per la tecnologia dei reattori, dove, come è noto, si producono sconcertanti fenomeni di corrosione che alterano i metalli delle tubazioni usate per la conduzione del calore prodotto dalla fissione.

Al termine delle prove è stato accertato che un elemento di ceramica contenente una miscela di ossido d'uranio e di torio, sottoposto a cottura e rivestito con una lega di alluminio e nichel in percentuale elevata, rappresenta un ottimo materiale per il funzionamento de reattori nucleari.

Il reattore progettato per l'impiego del combustibile in forma di ceramica è il Borax IV, in funzione presso la sezione dell'Idaho del Laboratorio Nazionale Argonne. Esso rappresenta un perfezionamento del famoso Borax III, che il 17 luglio 1955 fornì la luce alla cittadina di Arco nell'Idaho. Fu, questa, la prima volta che un reattore produsse elettricità nucleare per una città negli Stati Uniti. Come si ricorderà, l'avvenimento fu ampiamente illustrato nelle relazioni degli scienziati americani presenti alla Conferenza internazionale sulle applicazioni di pace dell'energia atomica a Ginevra, nell'estate del 1955. Con il Borax III furono prodotti complessivamente 14.000.000 kWh di elettricità.

Il nucleo in ceramica del reattore Borax IV, attualmente in funzione, è stato realizzato per collaudare, tra l'altro, il funzionamento di un reattore ad acqua bollente nelle condizioni più spinte di conduzione del calore rispetto ai precedenti reattori della stessa serie sperimentale. Le prove iniziali hanno dimostrato che gli elementi in ceramica possono funzionare soddisfacentemente a livelli assolutamente elevati di produzione energetica in rapporto al volume del nucleo.

Come è noto, la serie di reattori Borax ha già portato alla progettazione del primo reattore elettronucleare in funzione negli Stati Uniti, l'EBWR o reattore sperimentale ad acqua bollente del Laboratorio Argonne, e di altri sei impianti privati di cui sarà iniziata tra breve la costruzione. Il reattore Borax IV alimentato con combustibile in ceramica costituisce un nuovo passo avanti che potrà portare ad ulteriori sviluppi nella costruzione dei reattori ad acqua bollente e consentire una riduzione del costo dell'energia elettronucleare, grazie al notevole prolungamento della durata del combustibile e alla riduzione dei rischi derivati da guasti e inconvenienti nel funzionamento dei reattori. *(u.s.)*

È aperto l'anno geofisico mondiale. Tra i conferenzieri che si sono alternati agli schermi della TV britannica nel corso di una serie di trasmissioni è il principe Filippo, che qui vediamo dinanzi alle telecamere della BBC. *(u.b.)*

L'elettricità nucleare verrà a costare la metà di quella convenzionale nel 1980

Per il 1980 le centrali elettro-nucleari produrranno energia a un costo che sarà la metà di quello delle centrali usanti combustibili convenzionali.

Tale previsione è stata fatta il 1 maggio a Londra da Sir Christopher Hinton, Direttore della Divisione Industriale dell'Ente Atomico britannico. Anche per il 1965 le centrali nucleari che entreranno allora in servizio produrranno molto più a buon mercato delle centrali convenzionali che entreranno in servizio nello stesso periodo.

Sir Christopher, che parlava alla colazione offerta dall'Associazione per le Ricerche Elettriche, ha detto che prima della fine del XX secolo pure il riscaldamento delle case verrà effettuato soprattutto con elettricità nucleare.

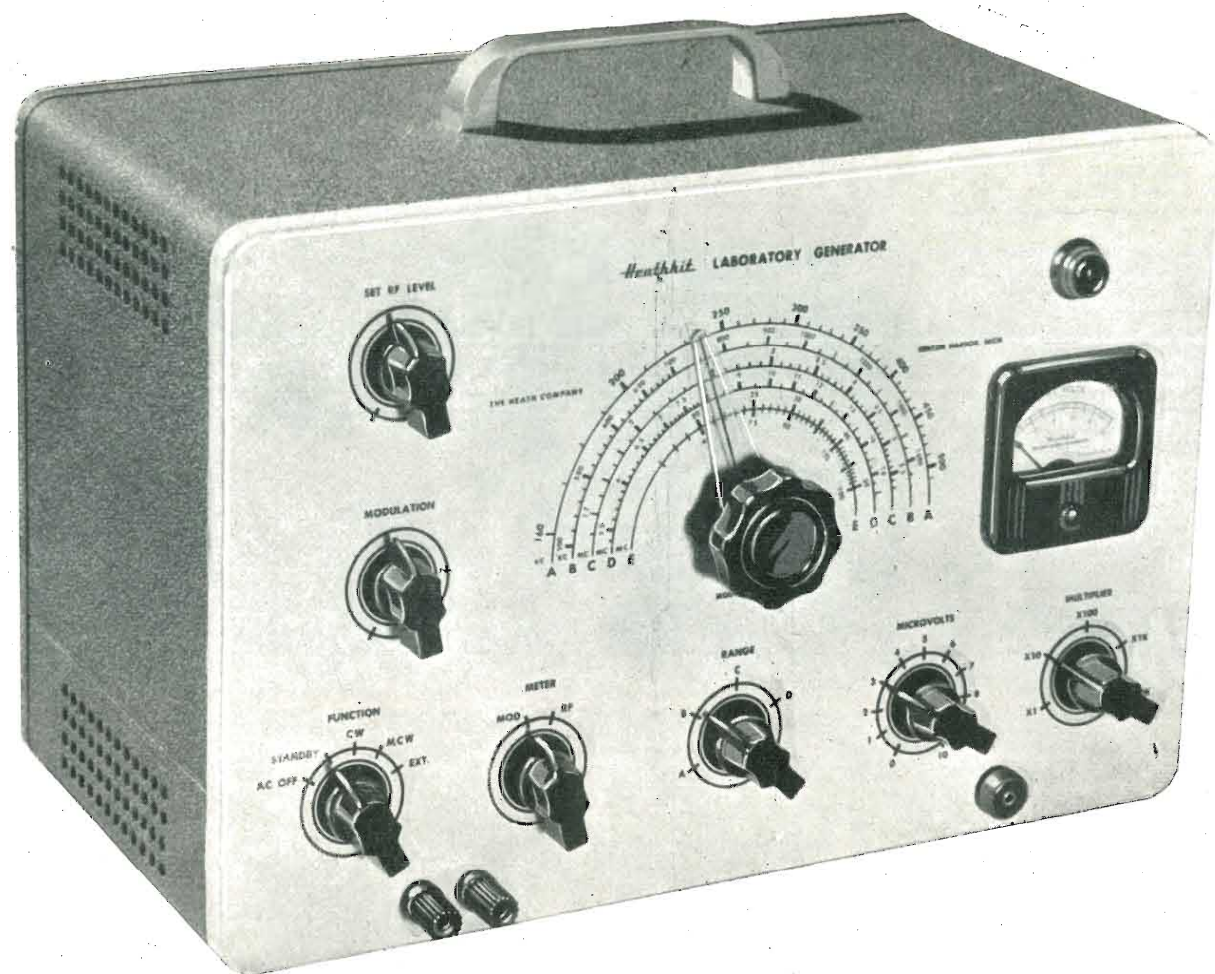
«I reattori che vengono costruiti oggi per l'Ente l'Elettricità segnano enormi progressi rispetto a quelli che durante l'anno scorso hanno funzionato con piena soddisfazione a Calder Hall. È possibile prevedere con certezza un enorme miglioramento nel prossimo decennio» egli ha aggiunto. *(u.b.)*

Presto la propulsione nucleare per le grandi petroliere

Gli scienziati britannici forse risolveranno presto il problema della propulsione nucleare per i maggiori tipi di navi mercantili. Sir Christopher Hinton, direttore generale del gruppo industriale dell'Ente Atomico britannico, ha reso ciò chiaro il 10 maggio parlando a più di 100 giornalisti che visitavano la località di Dounreay, nel nord della Scozia, dove è in corso di erezione il primo reattore veloce ad autorigenerazione dell'Ente Atomico britannico.

Sir Christopher ha detto che il problema della propulsione marina consiste nel progettare un reattore nucleare nel quale il peso per chilowatt di potenza sviluppata sia considerevolmente più basso di quello che è nei reattori fino ad ora sviluppati per l'Ente dell'Elettricità.

«Noi sappiamo perfettamente bene di poter aumentare il rendimento dei reattori moderati a grafite e raffreddati a gas. Siamo fiduciosi di poterlo portare ad un livello tale da rendere pratico l'impiego di questi reattori in navi molto grandi» ha detto Sir Christopher. «Parlo del tipo di petroliere che vengono attualmente progettate, unità da 100.000 tonnellate».

Sir Christopher ha detto che un reattore di nuovo disegno potrebbe essere necessario per azionare navi di 15.000 tonn. o meno. «Attualmente studi circa le possibilità di costruzione e confronti vanno procedendo ad Harwell» egli ha detto. «Il problema viene esaminato là ed io spero che le nostre idee saranno più chiare durante la seconda metà dell'anno». *(u.b.)*

Generatore di RF per Laboratorio*

ABBIAMO spesso descritto da queste pagine gli apparati della Heath per il buon motivo che, per la praticità di impiego e la semplicità di montaggio essi si prestano a venir facilmente realizzati anche dai radiotecnici meno preparati.

L'apparecchio che qui descriviamo è però ben diverso, sia come prestazioni che come importazione costruttiva. Si tratta infatti di un generatore modulato da impiegare in laboratorio per la progettazione di ricevitori di tipo sia civile che professionale.

Ciò che lo differenzia dai generatori da impiegare solo per il collaudo e l'allineamento di serie, è la capacità di emettere un segnale di intensità tarata, la stabilità e la precisione della taratura di scala, il controllo della intensità di modulazione. Malgrado questo aumento notevole di prestazioni lo schema molto intelligentemente realizzato si compone di soli tre tubi oltre ad una stabilizzatrice di rensione ed un diodo raddrizzatore.

1. - PRESTAZIONI DELLO STRUMENTO.

Compo di frequenza generato:
- gamma A dai 100 ai 290 kHz
- gamma B dai 280 ai 1000 kHz
- gamma C dai 0,95 ai 3,1 MHz
- gamma D dai 2,90 ai 9,5 MHz
- gamma E dai 9 ai 31 MHz

Uscita: impedenza 50 ohm; tensione massima erogabile a radio frequenza : 0,1 V (con strumento di controllo).

Attenuatore: passi di attenuazione: 10 a 1 in cinque passi (totale attenuazione 100.000 : 1). Regolazione fine in rapporto 10 a 1 con regolazione continua. - Modulazione: funzionamento in CW (senza modulazione), MCW con modulazione interna a 400 Hz, EXT con segnale applicato dall'esterno.

Profondità di modulazione: variabile secondo le indicazioni dello strumento fino ad un massimo del 50 %.

Tubi impiegati:

6AF4 oscillatore;

6AV5 amplificatore modulato di griglia;

12AU7 oscillatore audio e modulatore;

OB2 regolatrice di tensione.

Alimentazione di rete: da 105 a 125 V, 50-60 Hz.

Dimensioni: 32 × 21 × 18 cm circa.

Precisione delle misure:

Lettura della frequenza generata con approssimazione compresa entro il ± 3 % nella banda 100 kHz ÷ 30 MHz.

Tensione di uscita a radio frequenza: tarabile dai 5 μV ai 0,1 V con una approssimazione di ± 20 %.

Modulazione: regolabile con continuità da 0 al 50 % con una approssimazione di ± 5 %.

2. - LO SCHEMA ELETTRICO.

Il circuito si può suddividere in due sezioni ben distinte: di alta e di bassa frequenza. La prima, convenientemente schermata così come indicato in figura 2, per prevenire fughe di segnale a radio frequenza, è costituita da un tubo oscillatore seguito da un altro amplificatore a larga banda e modulatore di griglia, cui fa seguito un attenuatore specialmente schermato a L.

La sezione di bassa frequenza dello schema si compone invece di un doppio triodo, una sezione del quale oscilla in bassa frequenza mentre la sezione seguente amplifica di catodo il segnale e lo passa allo strumento di misura ed allo stadio modulatore.

Vediamo prima il sistema di generazione della alta frequenza. L'oscillatore funziona in circuito Colpitts che è il più stabile e semplice da realizzare con un triodo. Se la reazione è ben regolata (tramite il trimmer disposto in parallelo ad una delle sezioni del variabile di sintonia) la variazione di livello in tutta la gamma è contenuta entro il ± 10 % massimo.

Con il trimmer infatti si bilancia il prevalere della capacità placca-massa su quella griglia-massa. La stabilità del segnale è inoltre garantita dal carico anodico da 10 kΩ con cui il circuito, alimentando di tensione continua regolata la placca, carica la sezione placca-massa dell'oscillatore mentre quella griglia-massa rimane caricata dai 100.000 Ω di resistenza di griglia.

Dalla placca il segnale con un condensatore da 50.000 pF viene inviato alla griglia della 6AV5. Solo le basse frequenze, nel circuito RC che segue (15 kΩ ÷ 15 pF, in serie al circuito di griglia da 22 kΩ), passano attraverso la resistenza, mentre le frequenze più elevate, utilizzando i 15 pF, non subiscono attenuazione.

In questo modo si corregge il livello delle frequenze più basse (gamme A B C) che di solito è sensibilmente più elevato di quello che si ottiene nelle altre due gamme.

La sezione amplificatrice lavora con carico anodico molto basso (1 kΩ) con in parallelo 600 Ω di potenziometro a grafite. In effetti la sua funzione è più che altro quella di separare il circuito oscillante dal resto del circuito in modo da garantirne la stabilità. Una resistenza da 1 kΩ in placca alla 6AU5 è d'altra parte più che sufficiente a fornire un minimo di amplificazione di potenza con cui ricevere un certo segnale ai capi del ridotto carico anodico.

Il livello del segnale, comandato a parte da un potenziometro da 30 kΩ, regola la tensione di griglia schermo, viene letto direttamente sullo strumento sul quale l'indice viene fatto corrispondere con una indicazione di « set carrier ».

Lo strumento è da 300 μA, il « set carrier » al centro della scala, la resistenza in serie è di circa 10 kΩ (4,7 kΩ + 10 kΩ potenziometro di taratura) quindi, il potenziometro da 600 Ω a fine corsa in corrispondenza della massima uscita, l'amplificatrice eroga al massimo 1 V che, attenuato in rapporto 10 a 1 (510 Ω in serie a circa 50 Ω), permette una uscita massima di 0,1 V.

Gli scatti successivi di attenuazione portano a 0,01 V, 1 mV, 100 μV, 10 μV. Dato che il potenziometro da 600 Ω permette una sia pur grossolana regolazione delle frazioni del volt di uscita sarà possibile in teoria ottenere 1 μV ± 20 % almeno per le frequenze più basse (100 kHz ÷ 290 kHz della prima banda) mentre per le più alte sarà difficile scendere sotto i 5 μV che la casa costruttrice molto onestamente denuncia.

E ciò per un residuo minimo di radio frequenze dovuto alla insufficiente schermatura del complesso che per le uscite in μV diviene molto critica.

Nè si può dire che gli schermaggi non siano stati intelligentemente studiati. Le bobine di alta frequenza sono in-

(*) Il generatore di laboratorio LG1 è costruito e posto in vendita anche sotto forma di scatola di montaggio, dalla Heath Co., rappresentata in Italia dalla Ditta LARIR, Milano.

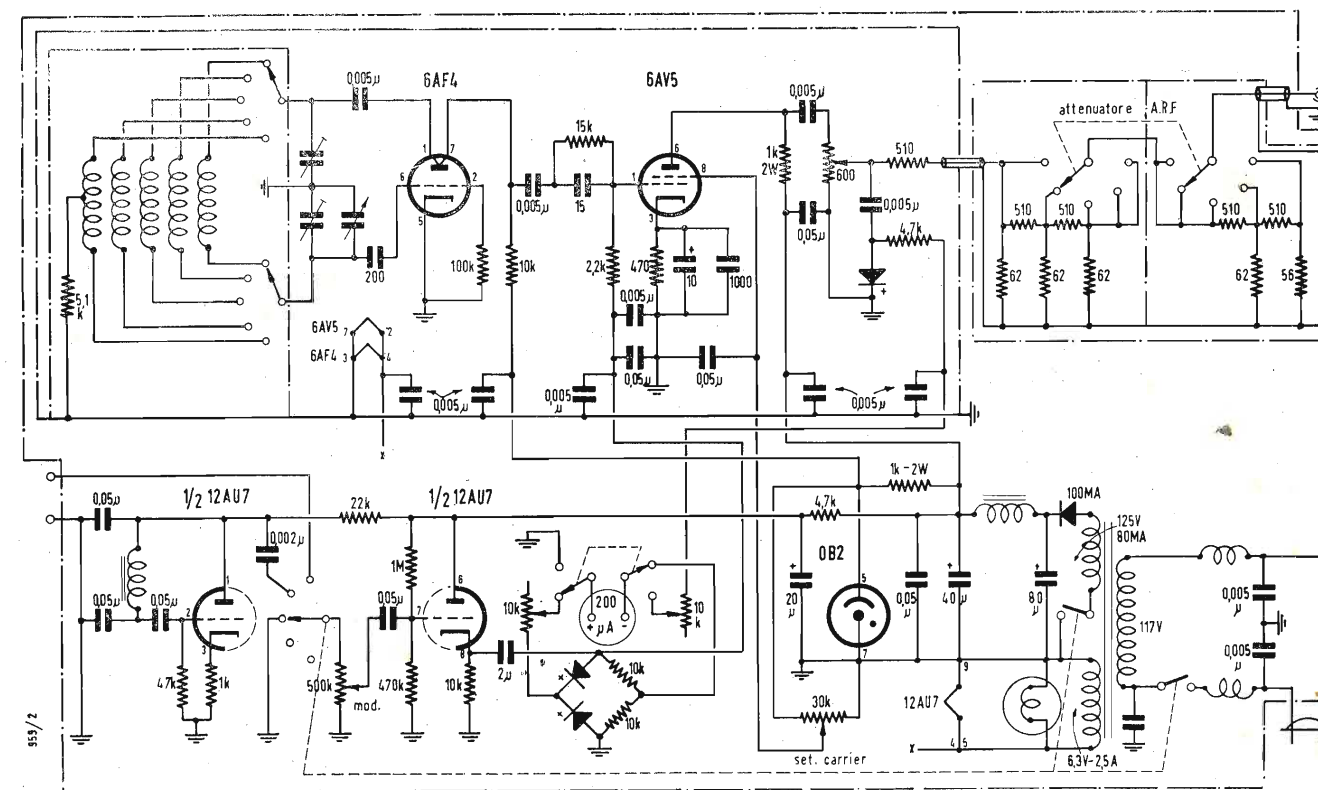



Fig. 2 - Circuito elettrico del generatore RF per laboratorio.

fatti schermate a parte costituendo la parte più pericolosa di radiazioni. La sezione a radio frequenza è a sua volta racchiusa in un altro schermo metallico. Tutti i collegamenti di filamento, anodiche varie, uscita del segnale di controllo della radio frequenza sono fugati a massa con speciali condensatori ceramici passanti fissati direttamente al telaio.

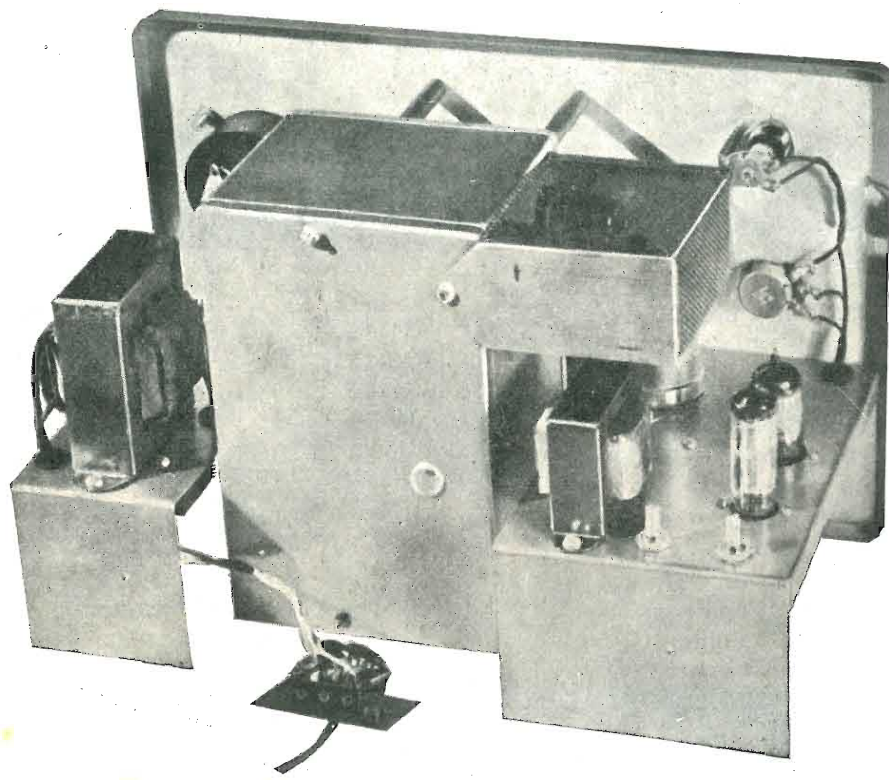



Fig. 3 - Visione posteriore del generatore RF per laboratorio privo della cappottina di protezione.

Il tutto è poi contenuto nella scatola metallica dello strumento. Anche per l'attenuatore si è avuto cura di separare le due ultime sezioni attenuatrici a L dalle precedenti che portano un segnale più forte in modo da evitare alterazioni del rapporto di attenuazione provocata da fughe di segnale tramite le piccole capacità dei collegamenti.

Naturalmente la misura più incerta capiterà in corrispondenza dell'ultima gamma. D'altra parte questo strumento non è stato progettato per funzionare da standard ma da aiuto ad un generatore standard da laboratorio di ben più alte prestazioni.

Lo schema della sezione di bassa frequenza è semplicissimo. Una sezione della 12AU7 oscilla in circuito Colpitts in bassa frequenza. Il rapporto di reazione è regolato dai due condensatori da 0,05 μF che portano a sintonia una bobina avvolta su nucleo in ferro. Quest'ultima non è percorsa da corrente continua così che upò generare una forma d'onda abbastanza pura, della frequenza di circa 400 Hz. Il circuito è controreazionato di corrente dalla mancanza di condensatore di bypass di catodo. Si introduce così una certa stabilità nel circuito al variare delle caratteristiche della valvola ed un miglioramento della forma d'onda.

Il segnale tramite un condensatore da 1000 pF viene applicato ad un partitore da 0,5 MΩ che regola il segnale sulla griglia della sezione seguente che funziona da amplificatore di catodo. Per correggere l'eccesso di negativo base di lavoro introdotto dai 10 kΩ di catodo per mezzo di una resistenza da 1 MΩ, parte della tensione anodica viene riportata sulla griglia controllo fugata a massa con 470 kΩ.

Dal catodo con 2 μF si passa ad alimentare un ponte misto di diodi e resistenze che permette il controllo della tensione generata è di lì al circuito di griglia della 6AU5. Detto circuito si chiude così molto oppurtunamente a radiofrequenza a mezzo di un condensatore a mica da 500 pF (nell'interno della sezione radio frequenza con in parallelo sia un condensatore a carta da 0,05 μF che uno di fuga a terminale passante) e del punto di vista della c.c. si chiude con una delle resistenze da 10 kΩ del ponte. Un commutatore permette di inserire lo strumento per la misura della bassa e dell'alta frequenza mentre due potenziometri da 10 kΩ permettono la taratura all'atto della messa a punto.

Un commutatore permette il funzionamento in CW senza modulazione, con modulazione interna ed esterna. Il circuito è evidente. In CW la griglia della sezione di catodo della 12AU7 è posta a massa in modo che non capti per capacità segnali spuri nel circuito di alta impedenza (potenziometro da 470kΩ). La tensione anodica dell'oscillatore di alta frequanza della griglia schermo della 6AV5 sono stabilizzate con una valvola al neon, la OB2. Tutti gli altri circuiti sono alimentati con tensione convenientemente filtrata da ben 80 + 40 + 20 μF.

Tale filtraggio è d'altra parte più che necessario se si pensi che il diodo al selenio raddrizza una sola semionda. Gli 80 μF iniziali di capacità volano sono quindi più che giustificati.

In parallelo ai 40 μF dopo l'impedenza di filtro sono molto giudiziosamente posti 0,05 μF di « pulizia » per quella alta frequenza che l'elettrolitico non potrebbe fugare a massa convenientemente.

Il commutatore che stabilisce il funzionamento dello strumento, (AC OFF., STANDBY, CW, MCW, EXT) prevede con lo Standby che i filamenti restino in funzione e che tutti i circuiti anodici rimangono inattivi tramite l'interruzione del circuito secondario di alta tensione del trasformatore. In questo modo lo strumento può restare acceso per molto tempo, sempre pronto a venire impiegato, senza che si abbia con ciò una riduzione della vita dei tubi e dei componenti, specie del circuito di alimentazione in c.c.

Il primario del trasformatore di alimentazione è naturalmente alimentato attraverso due impedenze di filtro mentre due condensatori da 50.000 pF fugano a massa ogni traccia di radiofrequenza.

Chi desiderasse ulteriori chiarimenti circa questo strumento può rivolgersi alla redazione della Rivista.

(dott. ing. Franco Simonini)

* * *

FIORI D'ARANCIO

Il 5 agosto nella Chiesa di Santo Stefano in Pane in Firenze, il dott. Idalgo Macchiarini si è unito in matrimonio con la signorina Mara Linari.

Alla coppia felice « l'antenna » porge fervidi auguri.

Un Sintonizzatore FM di Gran Classe: Il Tuner FM57*

Il TUNER FM57 delle officine Gaillard è una modifica di un modello precedente.

Le variazioni più importanti sono: come amplificatore cascode in alta frequenza si impiega un doppio triodo ECC85 al posto di una ECC81; Come oscillatore modulatore si impiega il triodo pentodo 6U8 al posto della ECC81, si è aggiunto uno stadio MF con una EF80.

Fig. 1 - Circuito elettrico completo del sintonizzatore per modulazione di frequenza Gaillard FM57.

Queste modifiche hanno come risultato un aumento della sensibilità del *tuner* che è di qualche microvolt e un allargamento della banda passante che è di 300 kHz con limitazione e di 500-600 kHz senza limitazione. Si nota pure una forte diminuzione dei disturbi, anche nel caso di antenna interna, per effetto della buona limitazione che si può introdurre con il terzo stadio MF.

Le valvole utilizzate sono le seguenti:

ECC85 doppio triodo, amplificatrice alta frequenza cascode.

6U8 triodo pentodo, oscillatrice convertitrice.

EF80 tre pentodi, amplificatrici MF.

6AL7 indicatore catodico.

EZ80 raddrizzatrice.

La costruzione meccanica è stata studiata con la massima cura al fine di ottenere una grande stabilità.

Sul pannello frontale è montato un demoltiplicatore di precisione. L'insieme si presenta come un cofano metallico verniciato in bronzo martellato con un ingombro di 330×140×100 mm.

Il *tuner* FM57 non può essere facilmente costruito da un dilettante come il tipo precedente, perchè la messa a punto deve essere eseguita in un laboratorio ben attrezzato.

1. - SCHEMA DI PRINCIPIO.

La prima valvola è una ECC85 a forte pendenza e con soffio minimo. Non è necessario accordare con un condensatore variabile il circuito di griglia, basta farlo sulla placca.

La 6U8 ha il triodo montato come oscillatore e il pentodo come mescolatore. L'accoppiamento dell'oscillatore è catodico e la mescolazione è del tipo additivo.

La media frequenza di 10,7 MHz è amplificata da tre stadi con EF80 accoppiati con trasformatori accordati con resistenza di smorzamento per ottenere la larghezza di banda desiderata.

Le griglie schermo delle due ultime valvole sono alimentate attraverso una resistenza di 47 kΩ, queste valvole non hanno resistenza di catodo ma sono polarizzate con una resistenza di griglia di 10 kΩ. Con ciò si ottiene un aumento dell'amplificazione ed un livellamento dei disturbi che si manifestano come modulazioni di ampiezza.

Il discriminatore è del tipo a rapporto classico con due raddrizzatori al germanio 1N48. La resistenza di rivelazione è frazionata al fine di facilitare il collegamento dell'indicatore di sintonia 6AL7.

L'elettrodo di deviazione maggiore è pilotato dalla componente continua della tensione BF in uscita dal rivelatore. Questa tensione è nulla ad accordo perfetto e diventa positiva o negativa secondo il senso del disaccordo. Uno degli elettrodi piccoli è collegato all'uscita del rivelatore e l'altro alla massa. In assenza di segnale la tensione dei

(il testo segue a pag. 355)

(*) Costruito presso gli Ets. Gaillard, Parigi.

Gli Accumulatori Argento-Zinco*

L'ACCUMULATORE argento zinco inventato da un ingegnere francese, H. Henri André è una realizzazione particolarmente interessante dal punto di vista della tensione che permette di ottenere una energia considerevole in funzione di un piccolo volume. Uno dei meriti essenziali di questa invenzione risiede nel fatto di utilizzare dello zinco in un accumulatore. Il problema era infatti assai delicato, gli elettrodi costituiti da questo metallo sono solubili.

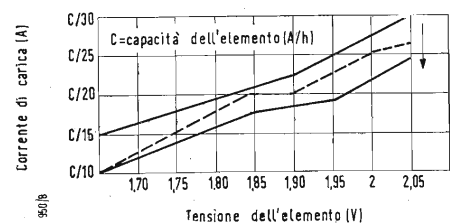



Fig. 1 - Curve di scarica di un elemento argento-zinco Andyar. La curva a tratti è la curva ideale. Il carico utilizzato deve avere una caratteristica situata tra le due curve a tratto pieno.

Un elemento argento zinco allorchè è caricato è costituito nel modo seguente:

elettrodo positivo: periossido di argento;

elettrodo negativo zinco;

elettrolita: soluzione di potassio puro a 42° Baumé.

Il separatore di un tale elemento è a base di cellophan.

Quando si scarica un elemento argento zinco, la piastra positiva passa allo stato d'argento e la placca negativa allo stato di ossido di zinco. Infatti, le trasformazioni chimiche sono le più complesse, sulle quali non ci si intratterà nel presente articolo. Viene segnalato tuttavia che si può veder apparire sui fianchi dell'elemento avente funzionato, dello zinco che si presenta sotto forma di una massa spugnosa grigia, la cui presenza è tuttavia normale.

Gli elementi argento-zinco (Ag-Zn) sono normalmente forniti già carichi ma senza elettrolita. La loro conservazione sotto questa forma è praticamente illimitata e non necessita di alcuna manutenzione. La messa in funzione consiste unicamente nel riempimento dei contenitori con il proprio elettrolita con l'aiuto di flaconi dosati in materia plastica. È necessaria però una impregnazione di diversi giorni.

1. - TENSIONE.

La tensione nominale dell'elemento Ag-Zn è di 1,5 volt per un'intensità corrispondente a una scarica di dieci ore. Questa tensione è evidentemente funzione dell'intensità di scarica. Essa dipende ugualmente dal tipo di elemento di cui si tratta. In effetti si può distinguere:

1) gli elementi del tipo UR (ultra rapido) sono concepiti per poter essere scaricati in qualche minuto. Se si esprime con la lettera *C* la loro capacità nominale espressa in amper-ora la loro intensità massima di scarica è di 5 *C* ampere. È tuttavia previsto che l'elemento possa sopportare, senza avaria, delle punte di intensità di diversi secondi, od anche più lunghe, a 10 volte *C* ampere (secondo il tipo di elemento). Il fattore che interviene come limite in questo campo è il riscaldamento. Difatti è conveniente non oltrepassare una temperatura di circa 70° a rischio di deformare e anche fondere la custodia in materia plastica, contenente il liquido attivo dell'elemento.

2) Gli elementi del tipo *R* (rapido) che possono essere caricati in un'ora come minimo. L'intensità massima che si può erogare ha per valore *C* ampere.

3) Gli elementi del tipo *N* (normali) concepiti per essere scaricati in 10 ore, come tempo minimo, ad un'intensità massima di 0,1 *C* ampere.

Più gli elementi sono concepiti per intensità elevate, più i loro separatori sono ridotti e di conseguenza, la loro resistenza interna è maggiormente piccola.

A parità di intensità di corrente, gli elementi di tipo *UR*, permettono di disporre di una tensione superiore a quella degli elementi del tipo *R*. Per modelli di 20 Ah che erogano 20 ampere, la tensione sarà di 1,4 V per il primo tipo e di 1,3 V per il secondo.

Una delle caratteristiche degli accumulatori Ag-Zn è di presentare durante la scarica una tensione costante per una data intensità. È tuttavia conveniente notare che la curva di scarica di questi elementi, sebbene presenti un'andamento praticamente orizzontale, rivela la presenza di un regime transitorio all'inizio della scarica, regime differente a secondo della intensità richiesta. Questo è dovuto evidentemente al fatto che la forza elettromotrice di un'elemento caricato al 100 % è, a vuoto, di 1,84 V allorchè non è che di 1,58 V per una carica pari al 70 ÷ 80 %.

Fig. 2 - Il circuito di carica suggerito per gli elementi argento-zinco utilizza un raddrizzatore a secco ed una bobina di filtraggio. Un relè di tensione assicura il taglio automatico della corrente alla fine della carica; deve essere regolato a mezzo di una resistenza variabile disposta in serie al relè.

Per le scariche lente degli elementi del tipo *N*, *R* ed *UR* la tensione parte dal valore a vuoto di 1,84 V (oppure 1,58 secondo lo stato di carica), poi si abbassa fino al suo valore di regime. Per scariche rapide negli elementi *R* ed *UR* la tensione passa bruscamente dal suo valore a vuoto ad un valore inferiore al valore di regime; la corrente provoca un riscaldamento dell'elemento; l'abbassamento della resistenza interna e di conseguenza l'aumento della tensione.

Per i tre tipi di elementi è conveniente interrompere la scarica quando la tensione comincia a scendere perchè in questo momento la batteria si è scaricata. Non vi è alcun inconveniente a spingere molto la scarica di un solo elemento. Ma non è lo stesso allorchè si tratta di una batteria i cui elementi sono collegati in parallelo. In effetti gli elementi che compongono questa batteria non sono mai rigorosamente identici; ne risulta che se si spinge la scarica troppo lontano, uno o più elementi saranno totalmente scaricati ed avranno una forza elettromotrice nulla. Gli elementi carichi continuando ad erogare corrente, caricheranno inversamente gli elementi scarichi e invertiranno la loro primitiva polarità.

Un elemento può anche essere leggermente invertito e, ciò nonostante, può essere ricuperabile; nella maggior parte dei casi però è messo fuori uso.

Fig. 3 - Curve di scarica di elementi argentozinco tipi N,R ed UR, sui quali si notano i due ginocchi presentati dalla tensione durante l'utilizzazione.

2. - CAPACITÀ, MASSA E INGOMBRO.

Gli elementi Ag-Zn sono poco voluminosi e per una capacità elevata, la loro massa è assai piccola come viene indicato dalla tabella qui riportata:

Capacità (Ah)	1	5	10	10	50
Tipo	UR	UR	UR	R	N
Dimensioni di massimo ingombro (mm)	28×14×52	52×21×73	42×23×115	42×23×115	110×42×107
Massa (g)	30	120	195	175	765

Se si paragonano due elementi della stessa capacità, ma basati su un principio differente (Ag-Zn e Pb, etc.) si può vedere, non soltanto la differenza delle masse e del volume, ma soprattutto la potenza massima e minima disponibile e le tensioni fornite. Di norma la durata di un accumulatore viene stimata menzionando il numero di cicli a cui l'accumulatore in oggetto può sottoporsi, un ciclo comprende una scarica e una ricarica. Nelle condizioni degli elementi Ag-Zn si ha una durata di 40 cicli per il tipo *UR* e di 80 cicli per il tipo *R* e di 120 cicli per il tipo *N*.

(*) Costruiti negli Stabilimenti della Soc. Andyar di Neuilly s/Seine.

3. - CARICA.

L'elemento argento zinco costituisce un'accumulatore nuovo, a caratteristiche differenti rispetto a quelle degli altri accumulatori, è evidente che la sua carica non deve essere fatta seguendo le regole stabilite per gli elementi convenzionali, quali quelli al piombo. La carica è caratterizzata da due punti principali:

1) è conveniente evitare accuratamente la sovraccarica, per questo bisognerà aprire il circuito di carica allorchè questa è terminata.

La fine della carica si manifesta tramite due fenomeni che devono essere quindi osservati con un'intensità compresa fra *C*/25 e *C*/30 amper e dove *C* rappresenta la capacità nominale della batteria espressa in amperora:

a) la tensione è di: 2,05 V per gli elementi *UR*, 2,5 a 2,10 V per gli elementi *R*; 2,10 a 2,15 V per gli elementi *N*;

b) la liberazione di gas è molto debole durante la carica; ma diventa notevole se nella carica si sorpassa il limite richiesto.

2) la batteria non deve essere caricata troppo velocemente e la sua curva di carica deve tener conto del diagramma della fig. 1. Risulta che la batteria riacquista la sua capacità

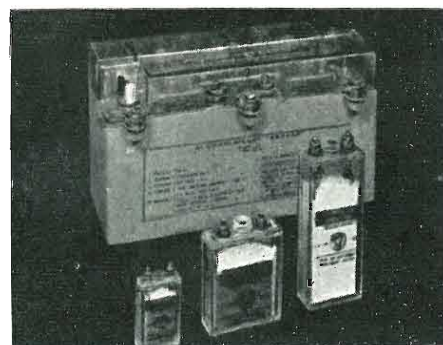



Fig. 4 - In primo piano, tre elementi da 1-5 e 10 Ah. Le dimensioni di quello di sinistra sono inferiori a quelle di una scatola di fiammiferi normale 27×14×52 mm.

nominale allorchè la carica dura al minimo 15 ore.

Benchè queste condizioni possono essere facilmente ottenute da una carica sorvegliata, l'esperienza prova che la sorveglianza è frequentemente un difetto.

È consigliabile quindi utilizzare un sistema di carica automatica concepita all'uopo, (fig. 2). Segnaliamo a questo proposito che in un tale caricatore l'apertura della carica è generalmente ottenuta tramite un relè di tensione; la curva di carica si ottiene senza difficoltà con dei raddrizzatori a secco, montati a ponte ossia con un sistema raddrizzante le due semionde alternate. Le curve della fig. 3 indicano per i differenti tipi di elementi come varia la tensione ai morsetti sotto carica. Per un dato elemento, il passaggio dal primo al secondo stadio può effettuarsi in qualche minuto. Questa curva, come la necessità di aprire il circuito di carica quando questa è terminata, porta a due considerazioni:

a) una batteria Ag-Zn non può funzionare in permanenza in tampone. In effetti in queste condizioni, allorchè la carica è terminata, la corrente può stabilizzarsi ad un valore, senza dubbio debole, ma sufficiente per sovraccaricare gli elementi.

Un'intensità di corrente debole sovraccarica lentamente, ma per fatto stesso che il suo valore è poco elevato, essa impedisce alla tensione ai morsetti di raggiungere il valore proprio di fine carica. Per un'intensità debole, in effetti la tensione della batteria si riduce praticamente alla sua forza elettromotrice, la caduta ohmica interna è in questo caso trascurabile. L'effetto di sovraccarico consiste in una elettrolisi del liquido, vale a dire in una produzione di idrogeno e ossigeno. L'elemento si dissecca, la concentrazione dell'elettrolita aumenta al punto

di provocare l'apparizione di cristalli di carbonato di potassio molto affilati, questi perforano i separatori e provocano così dei corto circuiti interni;

b) una batteria Ag-Zn deve essere caricata sotto una tensione conveniente. Se la si carica sotto una tensione troppo bassa, tutto si passa normalmente tanto che gli elementi sono alla loro prima sella di carica vale a dire 1,64 V

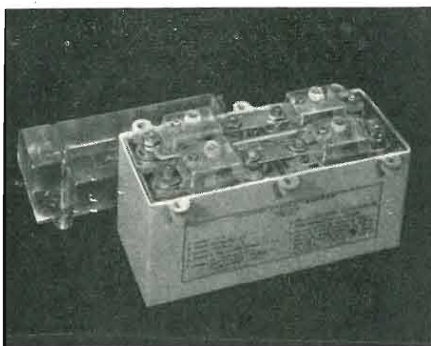



Fig. 5 - Una batteria da 6 V - 50 A tipo 50N, suscettibile di erogare una corrente permanente di 5 A.

Ad un certo momento, la tensione tende a passare dal primo al secondo flesso, ossia 1,9 V circa. Tutti gli elementi non raggiungono nello stesso tempo questo passaggio; una parte raggiunge il secondo flesso al momento in cui la tensione globale della batteria (per il valore preso allora dall'intensità) è uguale alla tensione massima del dispositivo di carica.

Gli elementi permangono al loro primo punto di flesso non potendo più in questo modo raggiungere il secondo, essi non possono più immagazinare energia e si sovraccaricano, allorchè gli altri elementi continuano a caricarsi. Si assiste quindi ad uno squilibrio di batteria per sovraccarica di taluni elementi. Un tale stato di cose allorchè non può cambiare l'aspetto del problema, conduce ad una manutenzione molto minuziosa delle batterie se non si vuole che esse siano messe fuori uso molto presto. È il caso, per esempio, di una batteria per aereo composta da 17 elementi; essa necessita 33-34 volt per essere caricata allorchè la tensione di rete di bordo è di 28,5 volt.

Fig. 6 - L'apparecchio trasmittente ricevente portatile serie MF 710 della S.F.R. è alimentato con due elementi da 20 A. Del tipo a modulazione di fase, funziona tra 156 e 174 MHz: la sua potenza d'antenna è di 450 mW e la sua autonomia è di 8 h.

4. - MANUTENZIONE ED IMMAGAZZINAGGIO.

Come per la carica, le batterie Ag-Zn necessitano per la loro manutenzione di condizioni differenti da quelle relative alle altre batterie di tipo convenzionale. Questo è giustificato dalle caratteristiche che presentano e dal loro prezzo. Bisogna ben comprendere che non si tratta di batterie classiche ma di una batteria Ag-Zn, particolare questo che va sempre tenuto presente.

Due condizioni principali devono essere osservate per la manutenzione degli elementi Ag-Zn:

1) carica convenzionale, seguendo quanto è stato appresso descritto;

2) esame della scarica degli elementi almeno una volta al mese, seguendo un ciclo totale o parziale ad un regime tanto più elevato quando si tratta di un elemento a scarica rapida al quale si richiede una elevata intensità in rapporto alla sua capacità nominale. Queste condizioni riguardano le batterie suscettibili di lavorare normalmente e per le quali la questione del magazzinaggio prolungato senza manutenzione non viene posto. Nel caso contrario conviene, essendo la batteria carica, di verificare il livello del suo elettrolita. Per un elemento caricato, vale a dire per la tensione a vuoto di 1,85 volt, il livello dell'elettrolita deve essere a 1 cm circa al di sopra della parte superiore agli elettrodi. Se esso è inferiore, è conveniente ristabilirlo con una soluzione di potassa caustica pura (esente da cloro e da ferro) a 30° Baumé circa. Si scarica quindi completamente l'elemento poi lo si tura ermeticamente utilizzando a questo scopo il piccolo tappo che l'otturava allorchè si era trovato in magazzino allo stato di carica secca. Se si tratta di una batteria, si scarica ogni elemento individualmente. In queste condizioni, l'elemento si conserva diversi mesi senza che sia necessario praticare manutenzione alcuna. Gli accumulatori Ag-Zn devono essere immagazzinati nella posizione normale, morsetti in alto. Allorchè questi si vogliono utilizzare, si sturano e si ricaricano munendoli del proprio tappo normale fornito di fori. Gli elementi forniti già carichi e pronti all'impiego immediato e destinati ad essere immagazzinati, devono subire come indicato in precedenza un ciclo di manutenzione periodica.

5. - UTILIZZAZIONI.

Non è possibile esaminare tutte le applicazioni degli elementi Ag-Zn per il fatto che queste sono assai numerose. Nel campo della elettronica industriale citeremo in particolare gli apparecchi portatili di saldatura per punto, che utilizzano degli elementi di tipo 85 UR capaci di fornire delle intensità istantanee di 1000-1500 ampere. In un

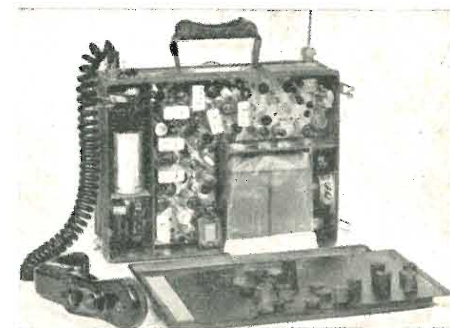



Fig. 7 - L'apparecchio trasmettitore ricevitore portatile ER0512 AB della Pathé-Marconi alimentato da quattro elementi tipo R da 20 A, funziona sulla gamma 156÷162 MHz, ha una potenza di antenna di 0,4 W ed una autonomia di 7 h.

altro campo si citerà l'impiego di questi accumulatori negli orologi elettrici ad opera di minuscoli elementi di 0,3 amperora ricaricati dalla corrente prodotta sotto l'influenza della luce diurna da cellule « Westaphot » del tipo detto « tensione ed erogazione medie ».

Le telecomunicazioni fanno largo impiego di questi elementi di tipo normale e rapido per le apparecchiature mobili. Si segnala ad esempio il collegamento nelle stazioni di smistamento della Società Nazionale delle ferrovie (S.N.C.F.) che sono effettuate tramite dei rice-trasmettitori di volume molto ridotto e funzionanti nella banda 156 162 MHz. Questi apparecchi sono molto utilizzati nei cantieri, tipo quelli per costruzioni edili, per abitazioni, per impianti industriali, dighe, etc., e così pure nei campi inerenti alle ricerche petrolifere, metallifere e di genere analogo. La radio

Fig. 8 - L'insieme « Dimaphot » utilizza due lampade flax in parallelo e consuma 20 A con 24 V. È equipaggiato con 17 elementi argento-zinco e la sua autonomia è di 30 minuti.

diffusione e la televisione (R.T.F.; RAI, Radio Luxembourg, Europa 1) si valgono di elementi 10 e 20 UR per l'alimentazione delle loro camionette per servizi mobili. Le telecamere portatili della compagnia C.S.F. che è la telecamera più compatta, sono alimentate per l'alta tensione da un gruppo oscillatore rettificatore a transistori e diodi che funziona alimentato da elementi 10 UR.

L'aviazione da turismo fa pure uso di questi elementi ultra rapidi. L'aviazione militare, la marina utilizzano entrambi delle batterie Ag-Zn, non solo per i ricetrasmettitori ma anche per le torpedini e per i dispositivi particolari, come i rivelatori elettronici di gas in genere. E qui l'autore cita altri nomi di industrie francesi che fanno impiego degli elementi di tipo UR oppure A (1) per i razzi e le torpedini speciali. Nel campo cinematografico, le camere e i magnetofoni portatili sono equipaggiati con degli elementi di accumulatori Ag-Zn di tipo rapido; nel campo fotografico i « flash » elettronici e le lampade portatili sono pure convenientemente servite da questi tipi di accumulatori. Nel campo della metereologia e della ricerca scientifica i palloni sonda sono equipaggiati con batterie Ag-Zn; nel campo della ricerca medica certi elettrocardiografi si avvalgono della costanza di tensione di questi elementi.

Il campo di applicazione di questi elementi Ag-Zn, rispetto agli accumulatori convenzionali, è molto più variato e ricco di applicazioni.

A titolo di conclusione si rammenta a tutti gli interessati alle applicazioni elettroniche che l'accumulatore di tipo Ag-Zn trova conveniente impiego in tutti i campi in cui viene richiesta un'alimentazione di piccolo peso e con erogazioni di potenze notevoli per breve tempo.

(*Raoul Biancheri*)

(1) Gli elementi del tipo A sono costruiti con degli elettrodi simili al modello *UR* disposti in uno dei compartimenti del contenitore stagno nel quale è stato fatto il vuoto. Il secondo compartimento è riempito da una quantità di elettrolita necessaria all'elemento caricato a secco, ma un otturatore impedisce il passaggio di questo elettrolita nel primo comparto. Al momento dell'impiego un dispositivo semplice di percussione libera l'elettrolita e permette il riempimento e l'utilizzazione immediata. Un tale tipo di accumulatore può essere agevolmente immagazzinato per un lungo tempo.

Un Sintonizzatore FM di Gran Classe: il Tuner FM 57

(*segue da pag. 351*)

tre elettrodi è nulla e sullo schermo dell'indicatore appaiono due rettangoli allungati. Se l'accordo non è esatto uno degli elettrodi piccoli è a un potenziale diverso dell'altro: uno è a massa e l'altro può essere positivo o negativo secondo il senso del disaccordo. Il rettangolo dell'elettrodo positivo è più allungato. Ad accordo esatto i due rettangoli hanno la stessa lunghezza e sono tanto più stretti quanto più alta è la frequenza della portante.

La tensione in uscita viene regolata con il potenziometro da 1 MΩ. Il doppio triodo ECC82 non serve come amplificatore ma come adattatore d'impedenza. Infatti con un'uscita a bassa impedenza la capacità di un lungo cavo di collegamento non provoca l'attenuazione delle frequenze elevate.

L'alimentatore ha un trasformatore con tre secondari: uno ad alta tensione per l'anodica, uno a 6,3 V per i filamenti delle EZ80, 6U8, ECC85 e uno a 6,3 V bilanciato verso terra con un potenziometro da 250 Ω per tutte le altre valvole al fine di ridurre al minimo il rumore di alternata. Si deve notare che il rumore di fondo è stato ridotto anche per l'impiego di due raddrizzatori al germanio separati al posto di uno doppio.

Il livellamento è ottenuto con una resistenza di 1 kΩ e due condensatori elettrolitici.

Questo sintonizzatore è molto adatto per l'amplificatore BF *Metor* 12 *watt* che con una potenza di uscita di 9 watt ha una distorsione inferiore al 0,1 %. (*G.B.*)

pubblicazioni ricevute

CATALDI, MARIO, *Radiotecnica*. Società Editrice Vannini, Brescia, 1957. Volume di XVI-472 pagine con 383 figure, formato 17,5×24,5 cm, prezzo L. 2500.

SCROGGIE, M.G., *Foundations of Wireless*. Iliffe & Sons Ltd, Londra, 1957. Volume di 352 pagine con 249 figure e 4 appendici, formato 14×22 cm, prezzo 12 s, 6 d. Sesta edizione.

Tubes for Computers. Philips' Technical Library, Eindhoven, 1956. Volume di X-54 pagine con 59 illustrazioni, formato 16×23,5 cm.

U.H.F. Tubes for Communication and Measuring Equipment. Philips' Technical Library, Eindhoven, 1956. Volume di X-62 pagine con 76 figure, formato 16×23,5 cm.

KROES, TH. J., *Tubes Selection Guide* 1956-57. Philips' Technical Library, Eindhoven, 1956. Volume di 140 pagine, formato 15×23,5 cm.

*RCA Receiving Tube Manual RC-*18, Tube Division RCA, Harrison, 1956. Volume di 352 pagine con 91 figure e numerosi schemi elettrici d'impiego, formato 14×21,5 cm, prezzo 75 cents.

MARSHALL, J., *Maintaining Hi-Fi Equipment*. Gernsback Library, Inc., New York, 1956. Volume di 224 pagine con numerose figure, formato 14×21,5 cm, prezzo $ 2,90.

MILEAF, H., *Servicing Record Changers*. Gernsback Library, Inc., New York, 1956. Volume di 224 pagine con numerose figure, formato 14×21,5 cm, prezzo $ 2,90.

GRAZIOTIN, I., *Dalla scoperta delle Leggi dell'Armonia alla Teorizzazione della Formula di Composizione Musicale*. Volume di 94 pagine con numerose figure, formato 17×25 cm. senza indicazione di prezzo.

WARREN HEATH, G., *Rapid TV Repair*. Gernsback Library, Inc., New York, 1956. Volume di 224 pagine con numerose figure, formato 14×21,5 cm, prezzo $ 2,90.

HOLM, W.A., *La Technique de la Télévision sans Mathématiques*. Bibliothèque Technique Philips Eindhoven, 1957. Volume di XVI-332 pagine con 246 figure, formato 15,5×20,5 cm, prezzo L. 3000. Distributore per l'Italia: Philips Radio S.p.A., Milano.

BOON, S.D., *Diodes an Germanium*. Bibliothèque Technique Philips, Eindhoven, 1956, Volume di VIII-92 pagine con 105 figure formato 14,5×21, prezzo L. 970.

MANNINO PATANÈ, G., *L'Energia Nucleare*, Editore Ulrico Hoepli, Milano, 1957. Volume di XXVIII-358 pagine con 77 figure e tabelle fuori testo, formato 12,5×19 cm, prezzo L. 1600. Seconda edizione completamente rifusa.

ARONSSOHN, R.; GONDRY, R.; JAGER, J.; *Tubes Recepteurs de Télévision — Caracteristiques — Montages* (819-625 *lignes*). Bibliothèque Technique Philips, Eindhoven, 1956. Volume di XII-396 pagine con 372 figure e 6 tavole fuori testo, formato 15,5×23 cm, prezzo. L. 4900. Distributore per l'Italia: Philips Radio S.p.A., Milano.

NEETESON, P.A., *Analysis of Bistable Multivibrator Operation*. Philips' Technical Library, Eindhoven, 1956. Volume di VIII-84 pagine con 34 figure e 7 tabelle, formato 15,5×23 cm, prezzo L. 1400. Distributore per l'Italia: Philips Radio S.p.A., Milano.

Amplificatori Magnetici Rotanti

In due articoli precedenti (l'antenna, *aprile 1957, XXIX, 4, pag. 172 e giugno 1957, XXIX, 6, pag. 260) l'A. ha illustrato il tema degli amplificatori magnetici statici, che tanta importanza stanno ora assumendo, specie nella tecnica della regolazione. Questo terzo articolo conclude l'argomento, accennando con sufficiente completezza agli amplificatori magnetici rotanti.*

dott. ing. Gustavo Kuhn

LA DENOMINAZIONE di amplificatore rotante è entrata da qualche anno nella terminologia tecnica dei servomeccanismi, accanto alle già esistenti denominazioni di amplificatore magnetico statico ed amplificatore elettronico.

L'amplificatore rotante è generalmente composto o da una sola macchina a corrente continua, ovvero da due, o talvolta anche tre, di tali macchine, separate e collegate in serie. Può ancora essere costituito da una sola macchina a due stadi (per esempio) due macchine accoppiate sullo stesso albero, o una metadinamo, ecc.).

Basicalmente ogni macchina elettrica rotante, nella quale esista una entrata a bassa potenza che controlla una uscita a più alta potenza può funzionare quale amplificatrice.

1. - IL GENERATORE A CORRENTE CONTINUA.

La fig. 1 mostra lo schema di un normale generatore a corrente continua. Esso è costituito da uno statore che comprende il circuito magnetico per la generazione del flusso di eccitazione e di un rotore che porta un avvolgimento chiuso ad un collettore a lamelle.

Eccitando lo statore e ponendo in rotazione la macchina, si genera nell'avvolgimento rotorico una tensione alternata. Le spazzole raccolgono sul collettore questa tensione raddrizzandola.

La potenza elettrica che la macchina è in grado di fornire è uguale alla potenza meccanica spesa per mantenerla in rotazione, diminuita della somma delle varie potenze perdute nel rotore: per attrito, per ventilazione, per isteresi e correnti indotte nel ferro, per effetto Joule nel rame e per caduta di tensione nel collettore.

La potenza spesa per l'eccitazione va invece completamente perduta in calore, e dipende dalla corrente di eccitazione e dalla resistenza degli avvolgimenti polari. A propria volta le amper-spire di eccitazione sono imposte dalle caratteristiche del circuito magnetico.

La maggior parte delle amper-spire magnetizzanti è richiesta, specialmente nelle piccole macchine, per vincere le riluttanza del traferro fra rotore e statore.

In generale, nelle piccole macchine, la potenza necessaria all'eccitazione ammonta a circa il 5 % della potenza resa, mentre nelle grosse macchine si scende all'1 % e anche meno.

Ciò significa che da un generatore a c.c. si possono ottenere amplificazioni di potenza comprese tra 20 e 100 volte.

Se ciò non è sufficiente, per esempio quando si disponga di segnali troppo deboli, si collegano due macchine in cascata. L'amplificazione di potenza totale è quindi il prodotto delle amplificazioni parziali, e si arriva quindi a valori compresi fra 400 e 10.000 volte.

Questo principio è sfruttato per esempio nella « Rapidyne »; qui i rotori delle due macchine sono montati sullo stesso asse, ed i due statori, con circuiti magnetici distinti sono racchiusi in un'unica carcassa. Il gruppo è azionato da un motore trifase.

2. - LA MACCHINA A CAMPO DI QUADRATURA.

Questa macchina è composta da un normale statore che porta l'avvolgimento di eccitazione (entrata) e da un rotore ad avvolgimento chiuso facente capo ad un collettore a lamelle.

Di spazzole, anzichè una coppia sola, ne esistono due coppie (fig. 3). Una di esse che occupa la posizione dell'unica coppia di spazzole di un generatore c.c. normale, è semplicemente cortocircuitata.

L'altra coppia, la cui posizione angolare nel collettore differisce di circa 90° da quella della precedente, costituisce i morsetti del circuito di uscita.

Il funzionamento è il seguente: una tensione V_e applicata all'entrata eccita la macchina, inducendo una tensione alternata nel rotore e, dato che le spazzole normali sono cortocircuitate, provocando nel rotore stesso la circolazione di una corrente unidirezionale I_q. Nessuna tensione appare ancora, data la loro posizione, sulla seconda coppia di spazzole. Tutto si comporta cioè come un generatore a corrente continua in corto circuito.

Fig. 1 - Macchina a corrente continua.

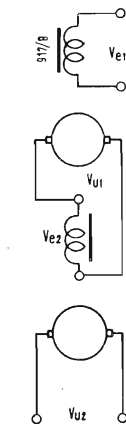



Fig. 2 - Collegamento in cascata di due macchine a corrente continua.

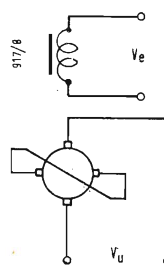



Fig. 3 - Amplidina.

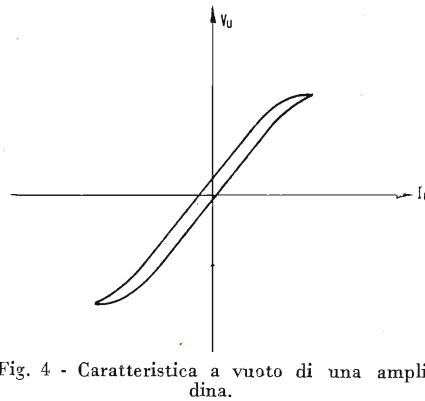



Fig. 4 - Caratteristica a vuoto di una amplidina.

Questo è il primo stadio della macchina. L'eccitazione del secondo stadio avviene per effetto della corrente I_q, che genera un campo in quadratura rispetto al precedente. La tensione in quadratura indotta da questo secondo campo nel rotore stesso, può essere raccolta e raddrizzata dalla seconda coppia di spazzole, e presentata all'uscita (V_u).

Il campo di quadratura, ed il rotore con la seconda coppia di spazzole costituiscono pertanto il secondo stadio della macchina.

Per effetto del campo di quadratura, il campo principale prodotto dallo statore viene ad essere distorto ed indebolito. Allo scopo di correggere questo inconveniente, sono previsti degli avvolgimenti, od anche dei poli di compensazione, con azione concomitante con i poli statorici. Questi avvolgimenti compensatori sono messi in serie sull'uscita, in modo da fornire una extra-eccitazione proporzionale alla corrente che viene richiesta alla macchina. L'entità della compensazione necessaria è calcolata opportunamente, e su questa base vengono progettati gli avvolgimenti: la messa a punto finale può essere effettuata spostando la posizione della coppia di spazzole in corto circuito.

In caso di sovracompensazione si incorre nel pericolo dell'autoeccitazione fino alla saturazione a causa della corrente di uscita: in queste condizioni la macchina diventa una dinamo e non è più possibile l'amplificazione di un segnale inviato sullo statore.

Conviene quindi, con un certo sacrificio dell'amplificazione massima, restare sicuramente nel campo della sottoeccitazione.

Progettando questa macchina, per ottenere la massima amplificazione, si sceglierà la velocità di rotazione più elevata possibile: normalmente 3.000 giri al minuto che è anche la velocità massima che si può ottenere da un motore alimentato a 50 Hz. In tal modo è possibile realizzare un gruppo monoalbero.

Derivate da questi due prototipi, la Rapidyna e la generatrice a campi di quadratura, chiamata anche Amplidina, esistono parecchie altre macchine amplificatrici, che hanno trovato un discreto campo di applicazioni. Citiamo, fra di esse, la Rototrol, la Magnicon, ecc.

Amplificatori rotanti, nell'edizione Amplidina e Rototrol, sono stati costruiti negli S.U. per potenze fino a 200 kW circa. In genere si preferisce però costruire l'amplificatore, accuratamente progettato per lavorare come amplificatore per una potenza massima d'uscita dell'ordine di 15 kW.

Per maggiori potenze lo si fa seguire da un generatore a corrente continua di produzione commerciale. L'amplificazione di potenza di un buon amplificatore rotante è in media dell'ordine di 1000 volte, con tempi di intervento dell'ordine di 0,3 secondi.

La fig. 4 mostra la caratteristica a vuoto di un'amplidina: tensione di uscita V_u in funzione della corrente di entrata I_e.

Come appare dalla figura, si può notare che contrariamente al caso degli amplificatori statici è possibile il funzionamento bipolare, vale a dire che, come in ogni generatore a corrente continua, è possibile pilotare con continuità l'uscita dalla massima tensione negativa alla massima tensione positiva.

Dalla stessa figura appare il difetto, comune a tutte queste macchine e dovuto all'isteresi del circuito magnetico, per il quale ad una certa corrente di eccitazione corrispondono due diversi valori della tensione di uscita: sarà presente ai morsetti l'uno o l'altro di essi a seconda se ci si trova in un momento di corrente di eccitazione scente ovvero decrescente.

Questo effetto non è percentualmente molto importante se si considerano le zone di lavoro più lontane dallo zero, ma può dare fastidio, quando sia richiesta una notevole precisione di controllo, durante i passaggi per lo zero.

Sovente in questi casi si cerca di mantenere il campo normale di variazione della corrente di eccitazione tutto da una parte dello zero, e si lavora cioè senza mai invertire il campo di eccitazione, o anche si fa precedere l'amplidina da un amplificatore magnetico statico, la cui uscita, sempre della stessa polarità, alimenta l'eccitazione e la cui entrata può variare fra valori positivi e negativi di controllo.

3. - ESEMPI D'IMPIEGO.

Come si è detto sono vastissimi ed in pieno sviluppo i vari campi di applicazione degli amplificatori magnetici, sia statici che rotanti. Difficile sarebbe elencare le realizzazioni effettuate fino ad ora. La tabella I riporta alcuni esempi tipici: si può notare come si tratti per lo più di impieghi industriali, prova questa del rapido dilagare dell'automazione.

Su un altro punto vogliamo richiamare l'attenzione: nonostante la grande varietà di applicazioni, sono sempre le medesime unità componenti che entrano in gioco, con caratteristiche comprese entro un campo abbastanza ristretto. Quello che varia è la sorgente del segnale che è introdotto nell'amplificatore ed il modo di usare l'uscita dell'amplificatore stesso. C'è quindi una netta tendenza a normalizzare e costruire in serie gli amplificatori magnetici, ricercando le migliori prestazioni con i mezzi più semplici ed economici.

Ci sono naturalmente anche delle applicazioni specifiche, dove è richiesto un grado di precisione molto elevato, e dove in generale il fattore costo non ha molta importanza. In questi casi il progettista, anzichè adattare il proprio circuito ai componenti normalizzati, è libero di studiare la soluzione tecnicamente più confacente.

Gli esempi che seguono serviranno ad illuminare il lettore sul funzionamento di alcuni circuiti di regolazione, sulle esigenze a cui essi devono soddisfare e sulle soluzioni adottate.

3.1. - Regolazione del numero di giri di un motore a corrente continua.

Frequente è l'uso del motore a corrente continua, per la possibilità della facile regolazione della sua velocità.

Il numero dei giri di un motore a c.c. può essere variato sia variando la tensione alle spazzole (regolazione di armatura), mantenendo costante la eccitazione, sia variando l'eccitazione, con tensione costante sulle spazzole. In questo ultimo caso la variazione massima possibile è inferiore, e si aggira in generale su un fattore 1 : 3.

La regolazione di armatura può a sua volta essere effettuata in due differenti sistemi: o si varia con continuità la tensione alle spazzole con un gruppo Leonard, o si alimenta direttamente il rotore dalla rete con l'intermediario di un amplificatore magnetico statico con uscita in c. c.

La fig. 5 illustra la prima soluzione: un gruppo Leonard, la cui eccitazione è pilotata a mezzo di un amplificatore magnetico rotante a due stadi. L'eccitazione del motore è costante, e direttamente fornita dalla rete attraverso un raddrizzatore a secco.

L'eccitazione del primo stadio dell'amplificatore costituisce il circuito di ingresso. Esso comprende tre separati

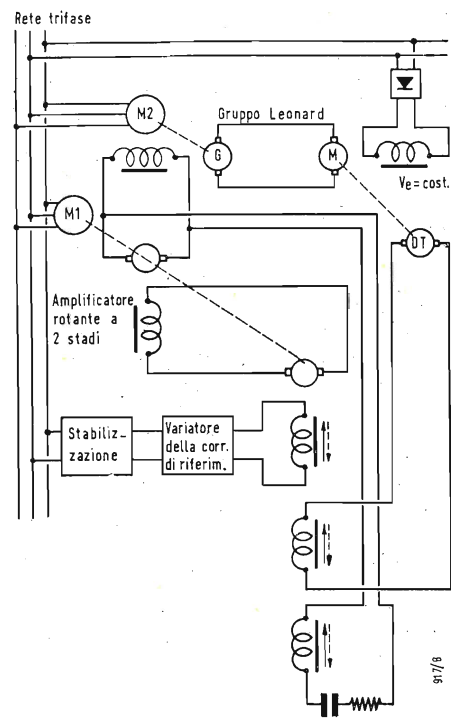
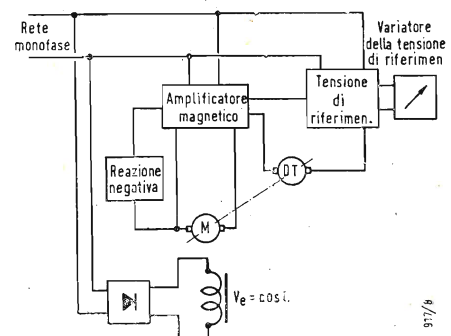



Fig. 5 - Regolazione della velocità di un motore a corrente continua con amplificatori rotanti.

avvolgimenti di eccitazione: quello di referenza, quello di errore e infine quello di stabilizzazione.

L'avvolgimento di riferimento è alimentato con corrente stabilizzata: il valore di questa corrente può essere variato, e ad ogni valore di essa corrisponde un determinato numero di giri del motore che si vuole controllare.

L'avvolgimento di errore, le cui amperspire sono in opposizione a quelle dell'avvolgimento di riferimento, è invece alimentato da una piccola dinamo tacheometrica calettata sull'albero del motore. Una dinamo tacheometrica è semplicemente un generatore a corrente continua la cui tensione di uscita è, in un vasto campo, proporzionale al numero di giri. In altre parole è tutto il contrario di un generatore normale in cui, a mezzo di avvolgimenti compensatori, eccitazioni miste serie e parallelo, si cerca di ottenere una tensione presso a poco costante al variare del numero di giri.

La differenza fra le amperspire di riferimento e quelle di errore pilotano l'amplificatore rotante.

Pertanto, se si verifica un aumento di carico sul motore, esso tende a rallentare, e l'eccitazione nell'avvolgimento di errore del primo stadio amplificatore tende pure a diminuire.

La differenza con le amperspire costanti di referenza tende quindi ad aumentare. L'eccitazione più energica che ne deriva suscita nella catena amplificatrice un'azione tendente ad accelerare il motore principale. Il fenomeno inverso si verifica durante una tendenza ad accelerare del motore principale.

Poichè tutto il circuito di regolazione, che è costituito dall'amplificatore a due stadi, dall'eccitazione del gruppo generatore Leonard, dal rotore del motore principale e dalla dinamo tacheometrica, possiede una certa inerzia nella risposta, dovuta al tempo di intervento finito dei vari componenti, occorre introdurre un circuito di stabilizzazione. Ciò allo scopo di evitare la sovracompensazione, che comporta inoltre il pericolo delle oscillazioni pendolari di tutto il sistema.

In fig. 5 è riportato il circuito di stabilizzazione: esso riporta indietro dall'uscita il segnale dell'amplificatore a due stadi, e lo applica all'avvolgimento di stabilizzazione. Le amperspire di stabilizzazione agiscono in senso opposto delle amperspire di errore. Un filtro (schematizzato sullo schema mediante un condensatore ed un resistore in serie) fa sì che l'azione dello stabilizzatore sia tanto più energica quanto più rapida è la variazione della corrente di errore.

In altre parole, lo smorzamento introdotto è l'equivalente di un freno meccanico proporzionale alla velocità, come per esempio una ruota a pale in un bagno d'olio: un freno di questo tipo non ha un attrito costante che impedisce di raggiungere con il minimo errore una posizione d'equilibrio, ma fa sentire la sua azione tanto più energicamente quanto più alta è la velocità.

Il vantaggio di usare amplificatori rotanti risiede principalmente nel fatto che senza commutazioni si può passare dalla piena eccitazione positiva alla piena eccitazione negativa dell'avvolgimento di riferimento, ciò che corrisponde a portare il motore al massimo numero di giri in un senso o nell'altro. Ciò è molto comodo quando sia richiesta l'inversione di marcia del motore.

Fig. 6 - Regolazione della velocità di un motore a corrente continua con amplificatori statici.

TABELLA I

CAMPI DI APPLICAZIONE DEGLI AMPLIFICATORI MAGNETICI

A) - IMPIANTI COMPRENDENTI MOTORI O GENERATORI.

1. - *Regolazione della tensione generata*
   - *a*) Generatori sincroni da 16 2/3 a 60 Hz: Centrali idroelettriche, termoelettriche, generatori a bordo di navi, ecc.
   - *b*) Generatori da 400 a 10.000 Hz: Forni ad induzione, generatori a bordo di aerei, ecc.
   - *c*) Generatori a corrente continua: Elettrochimica, carica batterie, ecc.
2. - *Regolazione della potenza.* Motori a corrente continua per trazione e per motrici dieselelettriche.
3. - *Regolazione della velocità di motori a c.c.*
   - *a*) Regolazione di armatura fino a circa 100 kW, per variazioni da 1 : 10 a 1 : 100 (in sostituzione dei gruppi Ward-Leonard): Macchine utensile, macchine tessili, macchine per l'industria cartaria, mineraria, chimica ecc.
   - *b*) Regolazione di campo fino a circa 5.000 kW con potenze di eccitazione fino a 20 kW: Motori per laminatoi, trafilerie; Grandi impianti minerari, apparecchi di sollevamento (gru, ponti di carico), ecc. Grandi macchine utensili.
4. - *Regolazione della velocità di motori asincroni*: (a mezzo di differenziali o freni elettromagnetici). Piccole macchine, apparecchiature medicali, ecc.
5. - *Telecontrolli e automazione*: Telecomandi su navi ed aerei (timone, alettoni di compensazione, ecc.). Telecomandi di caldaie. Lavorazioni automatiche.
6. - *Regolatori di impedenza di forni ad arco*: Comando di posizione degli elettrodi.
7. - *Regolatori della potenza di frenatura*: Per locomotori.

B) - IMPIANTI SENZA PARTI ROTANTI

8. - *Regolazione della temperatura*: Forni elettrici, ecc.
9. - *Regolazione dell'illuminazione*: Illuminazione per sale cinematografiche, teatri, ecc.

La fig. 6 mostra invece la seconda soluzione: un amplificatore magnetico statico, alimentato dalla rete, fornisce una uscita in corrente continua, che alimenta direttamente l'armatura del motore da controllare. Come nell'esempio precedente l'eccitazione di quest'ultimo è costante, e ricavata dalla rete attraverso raddrizzatori a secco.

Con l'amplificatore rotante a due stadi, come si è visto, il controllo della velocità era effettuato confrontando due correnti, nel circuito di eccitazione del primo stadio.

In questo caso invece il controllo si serve di due tensioni. Si ha infatti una sorgente di tensione di riferimento, ben stabilizzata e regolabile. All'ingresso dell'amplificatore magnetico sono applicate la tensione di riferimento ed una tensione proporzionale al numero dei giri, in opposizione fra loro.

Quest'ultima tensione, come nel caso precedente, è ottenuta da una piccola dinamo tacheometrica calettata sull'albero del motore.

La tensione di riferimento è inizialmente ottenuta dalla rete, attraverso un trasformatore ed un raddrizzatore. La precisione del controllo dipende quindi soprattutto dalla stabilità della tensione di rete.

Se questa è soggetta a sbalzi notevoli, occorre inserire uno stabilizzatore magnetico tra rete e trasformatore, oppure impiegare dei tubi a gas stabilizzatori dopo il raddrizzamento.

Seguendo questo sistema vengono correntemente realizzati dei regolatori-stabilizzatori di velocità; per piccole potenze sono generalmente ad uno stadio e con alimentazione monofase, per maggiori potenze a due stadi e con alimentazione trifase. Motori a corrente continua, fino alla potenza di circa 20 kW si lasciano agevolmente controllare. Il campo di regolazione della velocità si estende da 1 : 10 fino a circa 1 : 100. Il numero dei giri si antiene costante entro il ± 1 % fra marcia a vuoto e pieno carico.

Anche qui bisogna prevedere una stabilizzazione. A tale scopo serve un circuito di reazione negativa inserita fra l'uscita dell'amplificatore (armatura del motore) ed un avvolgimento ausiliario di controllo all'ingresso dell'amplificatore. Questo circuito comprende al solito un filtro derivatore a resistenza-capacità, che fornisce una tensione proporzionale alla velocità di variazione della tensione di armatura.

Il circuito di stabilizzazione non diminuisce quindi la sensibilità del sistema quando esso è in equilibrio.

3.2. - Regolazione della tensione di un generatore sincrono.

Sono già conosciuti i diversi sistemi di regolazione di un generatore sincrono a mezzo di dispositivi elettromeccanici, quali ad esempio la pila di dischi di carbone più o meno compressi, tutti i derivati del regolatore centrifugo, ecc.

Al giorno d'oggi tutti questi regolatori non soddisfano più le esigenze richieste di precisione e di prontezza di intervento.

In generale ad un regolatore di tensione si richiede:

1) Costanza della tensione regolata compresa entro ± 0,5 % per variazioni di carico fra zero e 100 %.

2) In caso di brusca diminuzione di carico, la sovratensione temporanea deve essere mantenuta piccola, e parimenti ad un brusco aumento di carico si tollera solo una modesta e breve caduta della tensione. Ciò significa che il regolatore deve intervenire rapidamente in tutte e due le direzioni.

3) La sorgente della tensione di referenza deve avere una grandissima costanza, anche per lunghi periodi, ed essere indipendente dalle possibili influenze disturbatrici.

Fig. 7 - Regolazione di tensione di un generatore sincrono.

La fig. 7 illustra lo schema di principio di un generatore sincrono provvisto di regolatore in grado di soddisfare alle esigenze descritte.

La dinamo che alimenta il campo del generatore sincrono è del tipo autoeccitato.

Nel circuito di eccitazione della dinamo è pure inserita l'armatura del secondo stadio di un amplificatore magnetico rotante.

La tensione continua fornita da questo amplificatore si somma o si sottrae, a seconda del suo segno, alla tensione di autoeccitazione della dinamo.

Quando è richiesta una brusca variazione di eccitazione, essa è tutta fornita dall'amplificatore magnetico, che possiede un tempo di intervento molto breve. Qualche tempo topo gradatamente, la dinamo, vinta la propria, inerzia, si autoeccita al nuovo valore di equilibrio, e scarica l'amplificatore rotante.

Bruschi aumenti e diminuzioni di carico non producono quindi grandi variazioni temporanee di tensione, in quanto l'amplificatore rotante lavora bene in entrambi i sensi.

L'entrata nell'amplificatore rotante è effettuata con due avvolgimenti sull'eccitazione del primo stadio, a loro volta pilotati da due amplificatori magnetici statici in opposizione di fase. Questo arrangiamento è necessario perchè l'uscita di un amplificatore statico è unipolare.

Fig. 8 - Regolazione di tensione completamente statico.

All'ingresso dei due preamplificatori è applicata la tensione di errore.

La produzione di questo segnale di errore pone diversi problemi. Una soluzione possibile consiste nell'impiegare un ponte non lineare, costituito cioè da resistenze lineari e non lineari opportunamente accoppiate.

Il ponte è alimentato con la tensione ai morsetti del generatore sin-

(il testo segue a pag. 383)

Considerazioni Tecniche sui Trasmettitori per TV

La Distorsione non Lineare del Segnale nei Trasmettitori Video ed Audio Misure Relative

dott. ing. Vittorio Banfi

(terzo articolo di questa serie)

Il METODO che viene correntemente seguito per la misura della distorsione non lineare nei trasmettitori audio è quello che consiste nell'applicare un segnale sinoidale puro al suo ingresso e di osservare, all'uscita del demodulatore standard, il contenuto di armoniche presenti. Per poter stabilire l'entità di siffatta distorsione si introduce il termine (numero puro) « distorsione totale » che si definisce in percento nel modo seguente:

distorsione armonica per cento =

$$= \frac{E_2^2 + E_3^2 + ... \times 100}{E_1} \qquad [1]$$

dove per E_1 si intende il valore efficace della componente a frequenza fondamentale (l'unica frequenza che vi è in ingresso) e per E_2, E_3 i valori efficaci delle componenti armoniche. Teoricamente un infinito numero di armoniche sono possibili; in pratica la seconda e la terza costituiscono la parte di gran lunga preponderante della distorsione presente.

Lo strumento di misura atto a fornire questo valore di distorsione totale è il distorsiometro a soppressione di fondamentale che ora descriveremo.

In figura 1 il diagramma blocchi è costituito, come si osserva, anzitutto da un generatore di segnali sinoidali che copre un campo di frequenze da 20 Hz a 20 kHz avente una bassissima distorsione propria ed un altrettanto ridotto residuo di ronzio rete, poi dalla rete audio equivalente nel senso indicato precedentemente e infine dal misuratore di distorsione propriamente detto. La nota pura (da considerarsi senz'altro tale per le premesse poste) entrante nella rete equivalente audio, presenterà alla sua uscita un piccolo contenuto di armoniche e quest'ultimo segnale (fondamentale-armoniche) verrà inviato, essendo il commutatore in posizione A, all'indicatore tramite un attenuatore regolabile. L'indicatore, un voltmetro di tipo a valore medio, fornirà un'indicazione proporzionale al valore efficace della sola fondamentale (come vedremo in seguito) consentendo di effettuare la taratura di riferimento della fondamentale stessa. Passando con il commutatore in posizione B, il segnale in ingresso viene applicato ad un filtro che fornisce una attenuazione fortissima sulla fondamentale e fornisce all'indicatore il segnale composto esclusivamente dalle armoniche.

Se la misura del contenuto di armoniche viene fatta per mezzo di una termocoppia o di un voltmetro elettronico a valore efficace si otterrebbe in modo esatto il valore:

$$\sqrt{E_2^2 + E_3^2 + ...} \qquad [2]$$

tali sistemi e relativi circuiti sarebbero però assai impratici perchè delicati, di laboriosa taratura ed assai instabili.

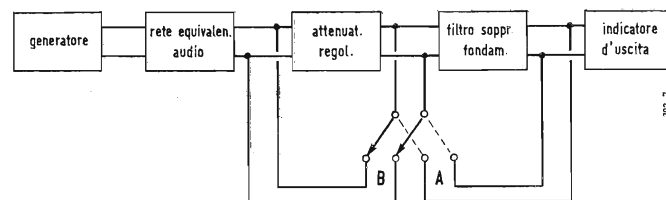



Fig. 1 - Schema a blocchi del dispositivo di misura della distorsione di nonlinearità.

Uno strumento di tipo a valor medio assai più semplice di costruzione e messa a punto e perfettamente stabile in funzionamento, consente una lettura del valore [2], o anzi meglio addirittura del valore [1], se non esatta certamente tanto vicina al valore effettivo da essere sufficientemente corretta per gli scopi della pratica.

Si può osservare in figura 2 un diagramma che esprime l'effetto della presenza della seconda armonica in un voltmetro a valor medio, tarato però in valori efficaci, sulla lettura fornita al variare della percentuale di questa seconda armonica. Come si vede essendo in pratica nei trasmettitori audio la distorsione totale contenuta entro il 3 % quando si fa la taratura (ossia quando viene inviata al voltmetro la fondamentale e le sue armoniche), il valore misurato coincide praticamente con quello che si avrebbe con la sola fondamentale.

Si esamini ora la distorsione non lineare per quanto riguarda il trasmettitore video. Precedentemente è stato considerato un aspetto della distorsione in parola, diretta conseguenza della nonlinearità della caratteristica dinamica del trasmettitore o, il che fa lo stesso, della rete equivalente, ossia la generazione di armoniche da parte del quadripolo.

Nella tecnica video viene posto in evidenza invece un altro aspetto della distorsione consistente nel valutare la deformazione vera e propria della caratteristica dinamica dal suo andamento ideale rettilineo. Questo in quanto interessa a noi indagare come venga deformata la forma d'onda costituente il segnale video nei modi più evidenti quali ad es. compressione dei toni bianchi (o neri), esaltazione dei toni bianchi (o neri).

Si consideri una caratteristica dinamica del quadripolo rete equivalente video come in figura 3.

Si supponga che la forma d'onda della tensione di ingresso sia tale che la tensione ai morsetti d'ingresso assuma nel tempo valori maggiori e minori del valore V_{ip} (che si consideri livello base o di riferimento) ma tutti compresi tra i valori V_{iA} e V_{iB}.

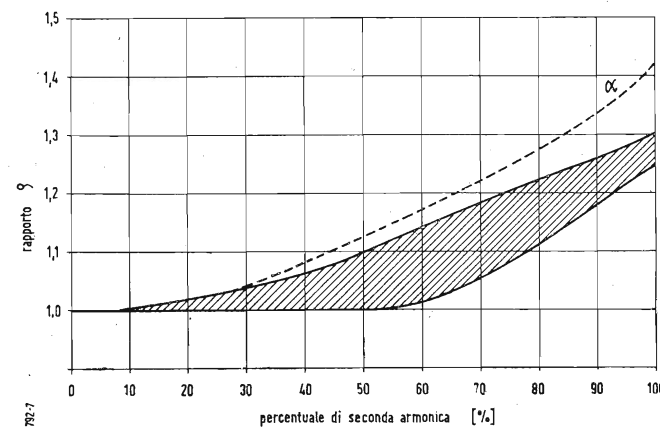



Fig. 2 - Effetto della seconda armonia sulla lettura in un voltmetro a valor medio. I valori del rapporto ϱ (tra la lettura dello strumento e il valore efficace della fondamentale) si trovano entro la fascia tratteggiata, per un dato valore della percentuale, in funzione della fase della seconda armonica. La curva tratteggiata esprime il rapporto α, calcolato, tra il valore efficace totale calcolato e il valore efficace fondamentale.

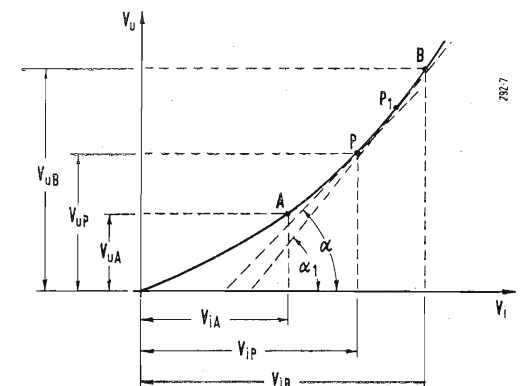



Fig. 3 - Esempio di caratteristica nonlineare.

Si tracci la tangente geometrica alla caratteristica dinamica nel punto P; tale tangente sia la retta con coefficiente angolare:

$$\left[\frac{d\,V_u}{d\,V_i}\right]_{V_i=V_{ip}} = \text{tg}\,\alpha$$

analogamente per il punto P_1 si determini il valore:

$$\left[\frac{d\,V_u}{d\,V_i}\right]_{V_i=V_{ip1}} = \text{tg}\,\alpha_1$$

si definisce come distorsione di non linearità percentuale al punto P_1 generico della caratteristica dinamica il valore in per cento:

$$\frac{D}{100} = \left\{ \frac{\left[\frac{d\,V_u}{d\,V_i}\right]_{V_i=V_{ip}} - \left[\frac{d\,V_u}{d\,V_i}\right]_{V_i=V_{ip1}}}{\left[\frac{d\,V_u}{d\,V_i}\right]_{V_i=V_{ip}}} \right\} =$$

$$= 100 \left\{ \frac{\text{tg}\,\alpha - \text{tg}\,\alpha_1}{\text{tg}\,\alpha} \right\}$$

Pur non essendo in generale la caratteristica dinamica rettilinea, per piccole escursioni nell'intorno di un suo punto qualsiasi si può supporre, con ottima approssimazione, di utilizzare tratti pressochè rettilinei di caratteristica. Consideriamo, quindi, un segnale sinoidale puro di ampiezza assai piccola (cioè tale da verificare la condizione prima posta); se esso entra nel quadripolo avente la caratteristica di figura con una tensione di supporto (tensione, ad es., continua su cui oscilla il segnale stesso) pari al valore V_{ip}, l'amplificazione di tale segnale sarà data da:

$$A = \text{tg}\,\alpha$$

mentre se il potenziale di supporto assume un valore V_{ip1} ivi l'amplificazione sarà:

$$A_1 = \text{tg}\,\alpha_1$$

e la distorsione non lineare percentuale al punto P_1 sarà in per cento:

$$D = 100 \left\{ \frac{A - A_1}{A} \right\}$$

Queste ultime, semplici considerazioni costituiscono il fondamento del metodo di misura di non linearità cosidetto di « intermodulazione ».

Come mostra il seguente diagramma a blocchi (fig. 4) si alimenta il trasmettitore video con un segnale risultante dalla somma di due segnali sinoidali.

Un segnale a frequenza assai bassa (circa 200 Hz) ha la funzione di segnale supporto ed ha perciò ampiezza tale da utilizzare completamente tutto il tratto di caratteristica dinamica solitamente impiegato dal trasmettitore nel suo funzionamento normale. Un segnale a frequenza notevolmente più alta (circa 2 MHz) e di ampiezza notevolmente più bassa ha la funzione di segnale, per così dire, scandagliante. Ciò significa che sommato al segnale precedente e introdotto nel trasmettitore, esso subirà in presenza di non linearità una amplificazione istantanea differente a seconda della posizione occupata sull'onda di supporto.

Il segnale risultante, demodulato in uscita e filtrato con un filtro passa alto, fornirà dunque una nota a 2 MHz modulata in ampiezza con profondità di modulazione tanto maggiore quanto più sensibile è la distorsione di nonlinearità.

Sia l'onda modulata in ampiezza risultante come quella in figura 5:
A_{med} = ampiezza dell'onda modulata relativa all'istante in cui l'onda di supporto assume ampiezza nulla.

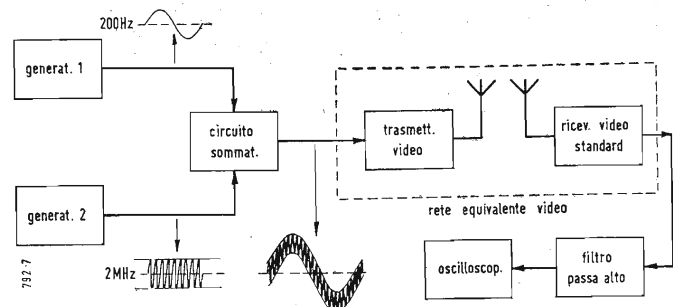



Fig. 4 - Schema della misura di intermodulazione, con onda sinusoidale.

A_{max} = ampiezza dell'onda modulata relativa all'istante in cui l'onda di supporto assume il valore massimo.
A_{min} = ampiezza dell'onda modulata relativa all'istante in cui l'onda di supporto assume il valore minimo.

Fig. 5 - Misura della intermodulazione, con onda sinusoidale.

In questo caso, ad es., avendo assunto come livello di riferimento, coincidente con l'asse zero dell'onda di supporto, un livello perfettamente intermedio tra il massimo bianco ed il minimo nero (profondità di modulazione in pratica del 57,5 %) si avrà manifestamente una esaltazione dei toni bianchi ed invece una compressione dei toni neri. Si potrà allora definire: massima distorsione di nonlinearità eventuale verso i bianchi:

$$D_B = \frac{A_{max} - A_{med}}{A_{med}} \cdot 100 \quad \text{in } \%$$

massima distorsione di nonlinearità verso i neri:

$$D_N = \frac{A_{med} - A_{min}}{A_{med}} \cdot 100 \quad \text{in } \%$$

In pratica viene sovente sostituita all'onda di supporto di tipo sinoidale una forma d'onda a dente di sega (con ampiezza fino al picco del dente di sega tale da esplorare completamente il tratto utile di caratteristica dinamica) a frequenza bassa (al massimo la frequenza di riga); per il resto si procede in modo perfettamente analogo a quanto si è detto prima.

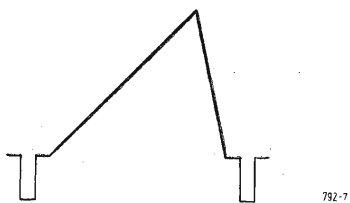
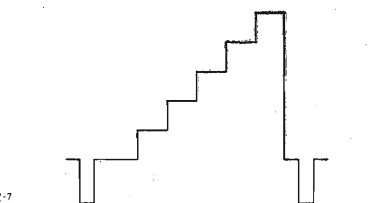



Fig. 6 - Segnale di prova a dente di sega. Fig. 7 - Segnale di prova a scaletta.

Spesso nella pratica corrente viene seguito un criterio più spedito e semplice per valutare la nonlinearità dei trasmettitori video. Si adopera come segnale di prova il dente di sega cioè quello di forma d'onda più naturale per porre in luce l'eventuale nonlinearità dell'apparato. Infatti lo scostamento dell'andamento lineare del segnale, osservato all'oscilloscopio, fornisce ovviamente un'idea sull'entità ed il tipo della distorsione presente.

Analogo esame qualitativo può essere compiuto con la forma d'onda cosidetta a scaletta (gradini ad uguale ampiezza) come si può vedere in fig. 7. In presenza di distorsione non lineare si osserva sul segnale in uscita una non più costante altezza dei gradini successivi.

*

sulle onde della radio

Surinam

La stazione di Paramaribo PZH5 che emette dalla Guayana ha cambiato la propria frequenza da 4750 kHz a 4850 kHz.

Svizzera

Trasmissioni in lingua inglese da Radio Scwarzembourg:

08.20 su 25,28, 96,87, 11,70;
10.05 su 25,28, 16,87, 11,70;
13.50 su 19,60, 13,94;
15.50 su 25,28, 16,93, 16,87, 13,94;
17.50 su 25,28, 16,93;
19.50 su 25,28, 19,60;
02.35 su 48,66, 31,46, 25,28, 19,60;
05.20 su 31,46, 25,28, 19,60.

Tangeri

Un nuovo trasmettitore è in funzione ad onde medie su 506,1 - 20 kW - per Radio Africa-Tangeri (Magreb). Le ore di trasmissione sono le seguenti: 08.00-10.00 in arabo, 12.45-14.45 musica occidentale presentata in lingua araba, 14.45-16.00 emissione franco-spagnola, 19.00-20.45 emissione francese, 20.45-22.00 emissione araba, 23.00-24.30 emissione franco-spagnola. Ricordiamo che Radio Africa-Magreb emette su 321,3 m con una potenza di 160 kW ed ad onde corte su 19,09, 26,10, 45,10 m.

U.R.S.S.

La scheda programmi di Radio Mosca in lingua Inglese per il Nord America:

1° programma:
00.01-01.30 su 11740, 11820, 11890, 11940, 15120, 15150, 15210, 15310, 15320, 15560 kHz.
01.30-02.30 sulle stesse onde meno 11940, 15560 più 15460.
02.30-05.00 su 11740, 11820, 11830, 11940, 15210, 15120, 15150, 15310 kHz.
05.00-06.00 su 11740, 11800, 11820, 11890, 15120, 15150 kHz.

2° programma:
00.01-07.00 su 17820, 17870 kHz;
07.00-08.00 su 11850, 15190 kHz.

* * *

La stazione «Radio Alma-Atà» usa ora una nuova frequenza di 9640 kHz. Un nuovo programma in lingua tedesca potrà essere ascoltato dalle ore 01.20 alle ore 02.00 sulla frequenza di 9480 kHz. Questo programma è destinato ai tedeschi che vivono nell'Unione Sovietica.

Vietnam

«Bureau de la Rediodiffusion Télévision Francaise» di Saigon trasmette un programma giornaliero di due ore a carattere culturale dalle ore 14.30 alle ore 16.30 con i trasmettitori del Vietnan su 9620 kHz (12 kW) e 1630 kHz (1 kW).

(*Micron*)

Novità tra i Tubi Elettronici Americani Sylvania

Durante l'anno 1957 è proseguito l'aggiornamento Sylvania del «Technical Manual» 10ª edizione. Allo scopo di avere un quadro completo di tali aggiornamenti ne tracciamo un rapido panorama.

* * *

6AU8 Triodo pentodo miniatura 9 piedini-zoccolo 9DX-accensione 6,3 V - 600 mA. Triodo a medio mu e pentodo a ripida pendenza. Usato in apparati TV con accensione in serie. Separatore di sincronismo ed amplificatore video.

* * *

6AX8 Triodo pentodo miniatura 9 piedini-zoccolo 9AE-accensione 6,3 V - 450 mA. Triodo a medio mu e pentodo ad alto guadagno usato quale amplificatore video e separatore di sincronismo.

* * *

6BA8 Triodo pentodo miniatura 9 piedini-zoccolo 9DX-accensione 6,3 V - 600 mA. Triodo separatore di sincronismo e pentodo amplificatore video.

* * *

6BE-5BE8 Triodo pentodo miniatura 9 piedini-accensione a 6,3 V - 450 mA. Zoccolo 9EG. Triodo a medio mu e pentodo a ripida pendenza. Usato come oscillatore e mescolatore uhf e triodo a medio mu. Il tipo 5BE8 impiega un sistema a riscaldamento controllato ed è impiegato in apparati TV ad accensione in serie. Accende a 4,5 V - 600 mA. Tutte le altre caratteristiche sono identiche al 6BE8.

* * *

6BH8-8BH8 Triodo pentodo simile al 6AU8. Il tubo 8BH8 accende a 8,4 V - 450 mA. Usato in apparati TV con accensione in serie quale separatore di sincronismo, amplificatore, oscillatore e video amplificatore. Zoccolo 9DX.

* * *

6CM7-8CM7 Doppio triodo con sezioni dissimili. La prima sezione può essere impiegata in oscillatori di deflessione verticale e la seconda sezione quale oscillatore di deflessione orizzontale. I due tipi sono identici eccetto l'accensione che nel tipo 8CM7 è a 8,4 V - 450 mA e nel 6CM7 a 6,3 V - 600 mA. Zoccolo 9ES.

* * *

6CN7 Doppio diodo e triodo a alto mu. Zoccolo 9EN. Ciascuna sezione ha catodi separati. Questo tubo è inteso per servizi in rivelatori di fase orizzontale e tubo reattanza in apparati TV con accensione in serie. Il 6CN7 accende a 6,3 V - 600 mA con tempo di riscaldamento controllato. La sezione triodo può essere usata quale separatore di sincronismo, amplificatore di sincronismo o audio amplificatore. Esiste una versione 8CN7 con accensione 8,4 V - 225 mA e 4,2 V - 450 mA.

* * *

6CU5-12CU5-17CU5 Pentodo amplificatore a fascio. Zoccolo TCV. L'accensione è rispettivamente a fascio. Zoccolo 7CV. L'accensione rispettivamente: 6,3 V - 1200 mA; 12,6 V - 600 mA; 16,8 V - 450 mA. Questi tubi hanno caratteristiche simili al tubo 50C5. Il loro impiego è riservato quale amplificatore audio in apparati TV.

* * *

12AB5 Pentodo amplificatore d'uscita a fascio. Zoccolo 9EU. Adatto ad essere impiegato in apparati radio per auto con accensione a batterie 12 V. Ha qualità particolari in modo che può dare piena sicurezza con tensioni variabili da 10 V - 15,9 V. Questo tubo è identico in tutto al 12CM6.

* * *

12ADT Doppio triodo ad alto mu. Usato in preamplfiicatore audio. Accende a 12,6 V - 225 mA e 6,3 V - 450 mA. Zoccolo 9A. Miniatura 9 piedini.

* * *

12BV7 Pentodo video amplificatore. Zoccolo 9BF. Accensione 12,6 V - 300 mA e 6,3 V - 600 mA. Miniatura 9 piedini.

* * *

Nei tubi a raggi catodici gli aggiornamenti Sylvania riguardano i seguenti tubi:

8CP1	zoccolo	14 J	elettrostatico
8CP4	zoccolo	14 J	elettrostatico
8XP4	zoccolo	12 S	magnetico
14QP4	zoccolo	12 L	magnetico
14QP4A	zoccolo	12 L	magnetico
14SP4	zoccolo	12 L	magnetico
14XP4	zoccolo	12 L	magnetico
14XP4A	zoccolo	12 L	magnetico
16RP4A	zoccolo	12 N	magnetico
17ATP4A-17AVP4A	zoccolo	12 L	magnetico
21ACP4A-21AMP4A-21BSP4	zoccolo	12 N	magnetico
21ALP4B	zoccolo	12 L	magnetico
21ATP4A	zoccolo	12 L	magnetico
21AUP4B	zoccolo	12 L	magnetico
21AVP4B	zoccolo	12 L	magnetico
24YP4	zoccolo	12 L	magnetico

(*Micron*)

CHIAVE DEGLI ZOCCOLI SOPRA MENZIONATI:

Piedino	1	2	3	4	5	6	7	8	9
9DX	K	G_t	P_t	H	H	I_s	G_{1p}	G_{2p}	P_p
9AE	P_t	G_{1p}	G_{2p}	H	H	P_p	K_p	K_t	G_t
9EG	G_t	P_t	I_s	H	H	P_p	G_{2p}	K_p	G_{1p}
9ES	P_{t2}	NC	K_{t1}	H	H	P_{t1}	G_{t1}	G_{t2}	K_{t2}
9EN	P_{d1}	P_{d2}	S_i	H	H	K_t	G_t	P_t	H_t
7CV	K	G_1	H	H	G_1	G_2	P	—	—
9EU	G_2	NC	G_1	H	H	G_1	KG_3	G_2	P
9A	P_{t2}	G_{t2}	K_{t2}	H	H	P_{t1}	G_{t1}	K_{t1}	H_t
9BF	K	G_1	S_i	H	H	H_t	P	G_2	S_i

Diodi e Triodi al Germanio Telefunken

LA PRODUZIONE attuale Telefunken comprende i seguenti diodi e triodi al germanio:

OA150 - Diodo universale, a media resistenza inversa e media corrente diretta.
OA154Q - Complesso di quattro diodi per modulatori a ponte.
OA159 - Diodo per il controllo automatico di sensibilità nei ricevitori televisivi.
OA160 - Diodo rivelatore per ricevitori televisivi.
OA161 - Diodo ad elevata resistenza inversa.
OA172 - Complesso di due diodi per rivelatore a rapporto.
OA180 - Diodo a punta di oro, con resistenza diretta particolarmente ridotta.

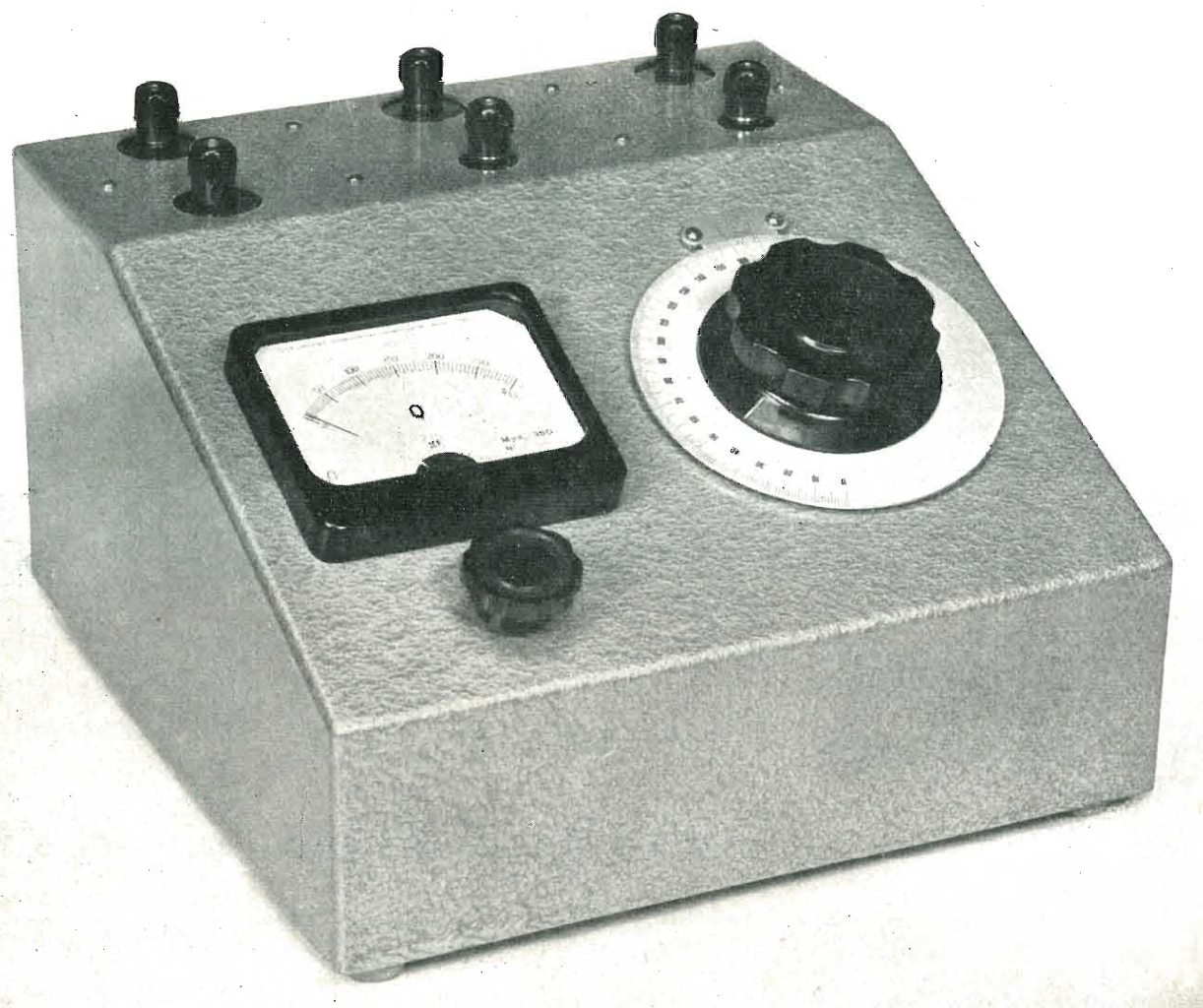
Transitori a strato formazione p-n-p:

OC601 - *Tr* per bassa frequenza, multivibratori e oscillatori bloccati.
OC602 - *Tr* per bassa frequenza, con media amplificazione in corrente.
OC602 spez. -
OC603 - *Tr* per bassa frequenza a basso rumore, per stadio d'ingresso.
OC604 - *Tr* per bassa frequenza, con alta amplificazione di corrente.
OC604 spez. - *Tr* per bassa frequenza, per stadio finale in controfase dimedia potenza.
OD604 - *Tr* per bassa frequenza, per stadio finale in controfase di grande potenza.
OC612 - *Tr* per alta frequenza, per amplificazione fino a 1 MHz.

Transitori a stiato subminiatura formazione p-n-p:

OC622 - *Tr* per bassa frequenza con media amplificazione di corrente.
OC623 - *Tr* per bassa frequenza, a basso rumore, per stadio d ingresso.
OC624 - *Tr* per bassa frequenza, con grande amplificazione di corrente.

Un Qmetro di Facile Costruzione

a cura del dott. ing. Franco Simonini

1. - LE PRESTAZIONI DEL Q METRO.

Con questo strumento si misura il fattore di merito (Q) di un circuito risonante. Esso è definito, come noto, dalla relazione:

$$Q = \frac{R_{din}}{\omega L}$$

ove:

R_{din} è la resistenza dinamica che presenta il circuito per una frequenza di risonanza F;

L, l'induttanza della bobina sotto misura;

$\omega = 2\pi F$, la pulsazione relativa alla frequenza F di misura;

Q, numero puro (rapporto di una resistenza su di una reattanza entrambe espresse in ohm), fornisce una indicazione delle perdite del circuito risonante.

Le perdite di energia a radio frequenza introdotte da un condensatore sono di solito sensibilmente inferiori a quelle che può comportare una induttanza. Per questo motivo, se nel corso delle misure si fa uso di un condensatore variabile di sintonia di ottima qualità si può ricavare il fattore di merito relativo, in pratica, alla sola induttanza.

Questa misura ha notevole importanza sia per il radiotecnico che per il costruttore, anche di parti staccate, ed infine anche per il radioamatore.

Vediamo le tipiche applicazioni pratiche del Qmetro. Esso permette:

— La misura diretta del fattore di merito di circuiti risonanti.

— Controlli di qualità di materiali.

— Misure di induttanza e capacità.

— Controllo della gamma di lavoro di circuiti risonanti.

— Controllo di produzione di parti staccate.

Come si vede, il campo di applicazione è vasto e interessante. Il Qmetro è d'altra parte uno strumento di semplicissima costruzione.

In fig. 2 ne riportiamo lo schema semplificato. Esso è composto da un generatore a frequenza variabile di solito nella gamma 100 kHz ÷ 20-30 MHz. Questa vasta gamma di frequenza è infatti necessaria per il fatto che il fattore di merito, come si può ricavare dalla espressione già citata, è funzione della frequenza oltre che delle perdite del circuito. Il generatore alimenta il circuito di sintonia sotto misura, in parallelo al quale è disposto un voltmetro a valvola ad elevatissima impedenza.

A parità di energia consegnata al circuito oscillante, più elevato è il fattore di merito del circuito e maggiore sarà la tensione rivelata nel voltmetro a valvola ai capi del circuito stesso.

È necessario comunque realizzare il collegamento del volmetro a valvola in modo che esso non introduca praticamente perdite nel circuito in modo da non alterare sensibilmente la lettura del fattore di merito Q.

Non solo, ma la quantità di energia consegnata al circuito deve rimanere costante al variare della frequenza.

Queste condizioni sono assicurate da alcuni semplici dettagli circuitali e cioè:

— il generatore possiede un comando della tensione a radio frequenza di uscita che viene regolata mediante le indicazioni di un apposito strumento in modo da portare l'indice in corrispondenza di una data lettura per tutta la gamma delle frequenze generate. Se generatore a radio frequenza e voltmetro a valvola sono montati sullo stesso chassis, lo stesso voltmetro a valvola in c.a., che misura la tensione prodotta dalla risonanza, può venire utilizzato per questa taratura mediante apposita commutazione; in tal caso però la tensione di alimentazione del generatore deve venire stabilizzata in modo che la taratura non risulti alterata nel corso delle operazioni di sintonia da variazioni delle tensioni di rete.

— La tensione radio frequenza viene applicata al circuito oscillante a mezzo di un partitore capacitivo composto da un piccolo compensatore di debole capacità (30 ÷ 100 pF) disposto in serie ad un condensatore di ottime caratteristiche elettriche da 5 ÷ 10.000 pF.

Regolando il compensatore si può così tarare lo strumento per confronto con le indicazioni di un altro Qmetro.

Questa realizzazione con partitore capacitivo ha naturalmente i suoi limiti. Per una precisione del ± 10 % la frequenza massima di lavoro non può superare i 25 MHz circa. Più oltre il condensatore fisso di qualità introdotto nel circuito di sintonia può introdurre delle perdite ed i collegamenti stessi possono fare sentire la loro influenza come induttanza.

Con queste limitazioni comunque il problema del circuito si può considerare risolto. È infatti abbastanza facile realizzare un generatore per la banda 100 kHz ÷ 25 MHz e la costruzione di un voltmetro a valvola in c.a. sufficientemente stabile non offre veramente nessuna difficoltà data la limitata banda di lavoro.

Si noti poi che il generatore non deve permettere una particolare linearità data la regolazione di uscita che deve venir in ogni caso effettuata. È per queste caratteristiche di praticità di esecuzione che riteniamo di fare cosa gradita ai lettori de *l'antenna* col pubblicare questo circuito veramente alla portata di tutti.

Fig. 2 - Schema semplificato di un Qmetro per la banda 100 kHz ÷ 20 MHz.

2. - LO SCHEMA ELETTRICO.

Ne *l'antenna* (novembre 1956, XXVIII, 11, pag. 492) fu pubblicato un articolo che descriveva la realizzazione di un generatore combinato di alta e bassa frequenza. Il generatore di alta frequenza venne costruito secondo lo schema di fig. 3 in modo da ottenere un uscita di circa 5 V a radio frequenza in corrispondenza del tratto di taratura sullo strumento.

Nello strumento venne a suo tempo prevista un'alimentazione in c.c. per il Qmetro che qui presentiamo. Come si può notare dalla fig. 2 esso rimane collegato al generatore tramite uno spezzone di cavetto in piattina da 300 ohm.

Il circuito prevede un condensatore variabile con dielettrico a quarzo da 650 pF massimi e 20 pF circa di capacità residua.

Esso viene comandato da un'apposita demoltiplica in rapporto 1/5 collegata al perno del condensatore variabile mediante un giunto del tipo cardanico allo scopo di evitare il grippaggio del movimento dei cuscinetti.

Il condensatore da 5000 pF è del tipo « Manens » a fogli di mica pressati.

Abbiamo constatato che questo è ancora il condensatore con meno perdite e di più sicure caratteristiche. La cosa è particolarmente importante in quanto detto condensatore prende parte, a tutti gli effetti, alla sintonia.

Il condensatore variabile è stato collegato alla serie di terminali montati sulla sommità dello strumento. Essi

(il testo segue a pag. 382)

Fig. 3 - Schema elettrico completo.

Studio sulla TV a Circuito Chiuso
Il Preamplificatore Video di Telecamera

(settimo articolo di questa serie)

Gino Nicolao

MONITORE è un vocabolo tecnico ormai entrato nell'uso comune per definire un apparecchio di qualità adatto a controllare il funzionamento di una apparecchiatura.

Nel campo della televisione, per monitore si intende un ricevitore televisivo, non munito della sezione a Radio Frequenza ed a Media Frequenza, nato per il controllo delle immagini provenienti da una telecamera o da un generatore di programma.

Questo apparecchio che non differisce sostanzialmente, in linea di principio da un ricevitore TV normale, comprende però circuiti di deflessione assai curati e molto più lineari, un amplificatore video ad alto guadagno e larga banda, e un tubo visore che difficilmente supera i 14 pollici di diagonale.

Nel campo della televisione industriale il monitore può essere costruito in modo da costituire una unità indipendente mentre comandi e generatori di sincronismo sono accentrati in un cofano separato, chiamato « unità di controllo » o « pilota », oppure da contenere, oltre alla sezione d'osservazione, anche la sezione di sincronizzazione delle immagini di deflessione ed i comandi della telecamera.

Il monitore TVI comprende i seguenti circuiti:

1) Un circuito amplificatore video ed alto guadagno (in genere due o tre stadi).

2) Un circuito amplificatore dei sincronismi, e generatore delle deflessioni.

3) Il cinescopio con l'equipaggiamento di deflessione e focalizzazione ed il generatore dell'altissima tensione per il suo funzionamento.

4) Un alimentatore a controllo elettronico di tensione per il funzionamento dell'amplificatore video e dei circuiti maggiormente soggetti a variazioni. Lo stesso alimentatore o un alimentatore separato fornisce le tensioni anodiche per il telaio delle deflessioni.

Fig. 2 - Esempio di monitore.

I cinescopi impiegati nei monitori di televisione industriale variano tra 7 pollici e 14 pollici di diametro, ed hanno sempre deflessione magnetica. Raramente sono impiegati tubi da 17 o 21 pollici sul monitore; essi sono largamente impiegati nei ricevitori asserviti, o nei monitori speciali che vengono posti in aggiunta a quello di controllo, specialmente nel campo della telechirurgia e della microbiologia.

Si hanno due tipi di monitori: il primo è il più semplice sebbene anche il meno diffuso, ed ha bisogno per funzionare di tre segnali distinti: video, un segnale di sincronismo orizzontale, ed uno di sincronismo verticale, che giungono il primo dalla telecamera, il secondo ed il terzo dalla sezione sincronizzatrice contenuta nell'unità di controllo.

Il secondo tipo di monitore, simile a quelli impiegati nel campo della telediffusione, richiede un segnale video composito secondo lo standard adottato e contiene oltre ai circuiti del caso precedente, anche un separatore dei sincronismi. Un ricevitore normale può essere fatto funzionare da monitore di questo tipo, con lievi modifiche. Naturalmente questo ricevitore non avrà i pregi di linearità e stabilità che consigliano l'adozione del monitore standard.

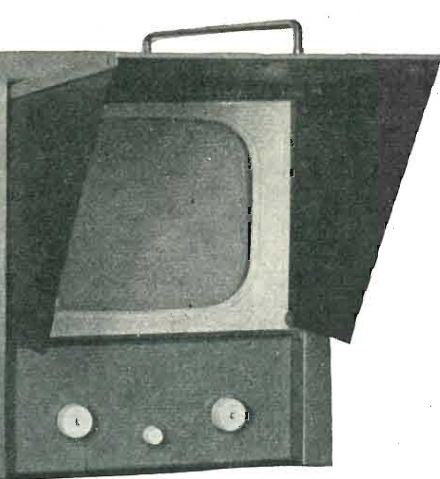



Fig. 1 - Schema a blocchi di monitore a segnali separati.

1. - MONITORE A SEGNALI SEPARATI.

Il monitore a segnali separati è illustrato, nel suo schema di principio dalla fig. 1. Meccanicamente esso è in genere realizzato, in un cofano di metallo, munito anteriormente di paraluce atti a permettere il suo funzionamento anche in ambienti illuminati.

Nella parte anteriore sotto lo schermo del cinescopio sono raggruppati i comandi principali, che sono limitati a due: luminosità e contrasto. A volte è previsto insieme ad essi anche un interruttore d'accensione, che può essere fissato sul potenziometro di luminosità, oppure in separata sede, sullo stesso pannello.

Il segnale video puro proveniente dalla telecamera è applicato ad un amplificatore video impiegante due stadi amplificatori di tensione, realizzati con pentodi 6CB6 ed uno stadio amplificatore di potenza, con una volvola 6CL6.

Le valvole amplificatrici video funzionano con negativo fisso, applicato alle griglie e ricavato dalla tensione dei filamenti tramite un raddrizzatore al germanio ed un filtro di livellamento. Sul catodo della prima 6CB6 può essere applicato il segnale di cancellazione (blanking) composito, ottenuto da due impulsi di opportuna durata provenienti dall'unità di controllo i quali subiscono una limitazione (squadramento) ed una mescolazione (somma) a mezzo di una sistema a diodi, che possono essere montati sul telaio video stesso.

La regolazione del contrasto è affidata ad un potenziometro a filo lineare antinduttivo del valore di 100 ohm, inserito in serie al segnale video proveniente dalla telecamera e destinato alla griglia della prima valvola amplificatrice di tensione.

Un altro metodo per la regolazione del contrasto si ottiene variando la resistenza di catodo della valvola finale, come nel caso dello schema di fig. 4.

2. - CIRCUITI DI DEFLESSIONE.

I circuiti di deflessione di un monitore sono assai simili a quelli impiegati nei normali televisori, con l'eccezione del fatto che i componenti sono inseriti con tolleranze più strette e le valvole sfruttate con maggiori margini di sicurezza. Per esempio i condensatori sono del tipo tropicalizzato e la tensione di funzionamento è almeno un terzo del valore della tensione d'esercizio del condensatore stesso.

Le resistenze sono per lo più al 10 %, mentre è comune trovare valvole come la 6BQ6 GA e la 6CD6 per la deflessione orizzontale di un tubo a 70° da 14 pollici e valvole come la 6BG6 e 6DQ6 per tubi da 17 pollici, sempre a 70°. Per la deflessione verticale la 12BH7 (usata con due sezioni in parallelo) è spesso sostituita dalla 6BX7, o 6BL7 o 6SN7 GA. Particolari cure sono rivolte al trasformatore d'uscita orizzontale, largamente dimensionato ed assai spesso trattato internamente con araldite o altri isolanti-indurenti, e superficialmente con vernici al silicone. Il trasformatore d'uscita verticale ha generalmente un nucleo più grosso di quelli impiegati nei televisori e può essere realizzato con ferri speciali (lamierino a molecole orientate), in casi particolari. I circuiti di correzione della linearità sono assai più curati che nei televisori normali; per la linearità verticale sono spesso previsti due potenziometri di regolazione, mentre per quella orizzontale un potenziometro correttore della forma d'onda del multivibratore è associato alla bobina di linearità che agisce sul trasformatore d'uscita. Quest'ultima altre volte manca addirittura, e la linearità è ottenuta con sistemi che agiscono prima della valvola finale di riga nei generatori di forma d'onda di deflessione.

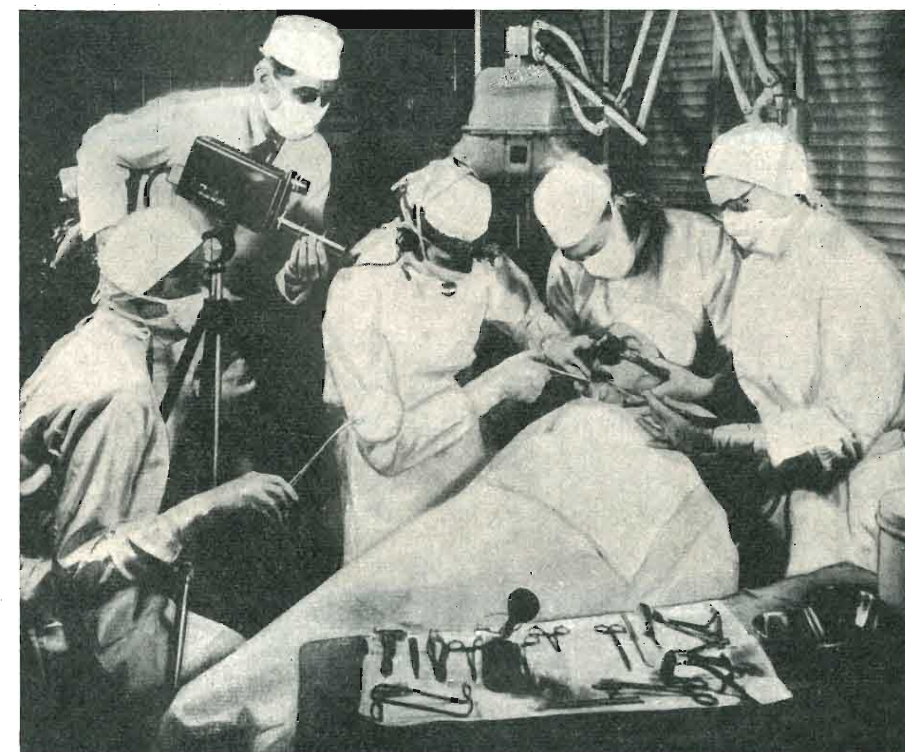
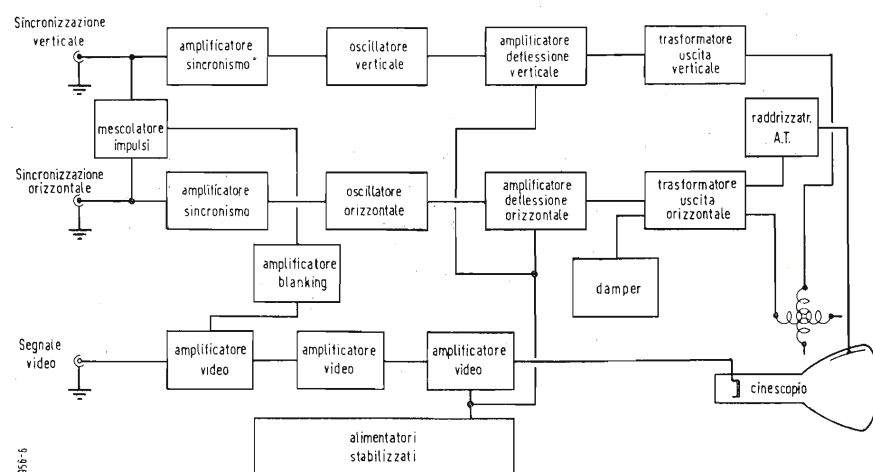



Fig. 3 - Ripresa, mediante TVI, di un intervento chirurgico nella cavità orale.

Un circuito assai semplice di deflettore per monitore è illustrato nella fig. 5; esso impiega una 6SN7 e una 6BX7 per la deflessione verticale, una 6SN7, una 6J5, una 6BQ6 GA ed una 6AX4A per quella orizzontale; una 1X2A assolve alla funzione di raddrizzatrice dell'alta tensione per il cinescopio.

Il segnale composito di sincronismo proveniente dalla sezione video giunge ad una limitatrice-separatrice (non indicata nello schema) da cui vengono estratti i due segnali di sincro-quadro e di sincro-riga.

Il primo dopo essere passato tramite il gruppo RC classico di integrazione va a comandare un oscillatore bloccato (½ 6SN7). Il segnale in griglia è applicato direttamente alla seconda sezione della stessa valvola, nella placca della quale viene estratto e modificato nel modo opportuno dal gruppo RC, costituito dalla resistenza da 10 kΩ e dalla capacità da 0,05 μF. La finale verticale (6BX7) ha le due sezioni in parallelo ed un circuito di correzione della linearità inserito sul ritorno di catodo.

Dal secondario del trasformatore d'uscita a massa di una rete RC viene separato un impulso che provvede allo spegnimento della traccia di ritorno (blanking).

La sezione orizzontale usa un multivibratore ad accoppiamento catodico per produrre il segnale a 15.625 Hz, sincronizzato per mezzo dell'applicazione di un impulso di comando sulla griglia del primo triodo.

Un circuito volano, inserito in serie all'alimentazione di placca, provvede a stabilizzare la frequenza dell'oscillatore.

Dal catodo del multivibratore l'impulso è applicato alla griglia di un triodo (6J5) che lo amplifica e provvede alla correzione della forma d'onda per mezzo del circuito RC posto tra anodo e massa.

La variazione della tensione anodica di questa valvola serve come comando ausiliario di ampiezza o di pilotaggio. Da questo punto il circuito ricalca quello di un televisore normale, con piccole varianti sul disaccoppiamento di griglie-schermo e sul circuito di correzione del « ringing ».

L'alimentazione anodica è stabilizzata, e sistemi disaccoppiatori sono previsti sia tra la sezione verticale e quella orizzontale, sia tra i singoli stadi delle due sezioni stesse. I valori segnati nel circuito sono indicativi, e possono naturalmente variare nella realizzazione pratica del complesso.

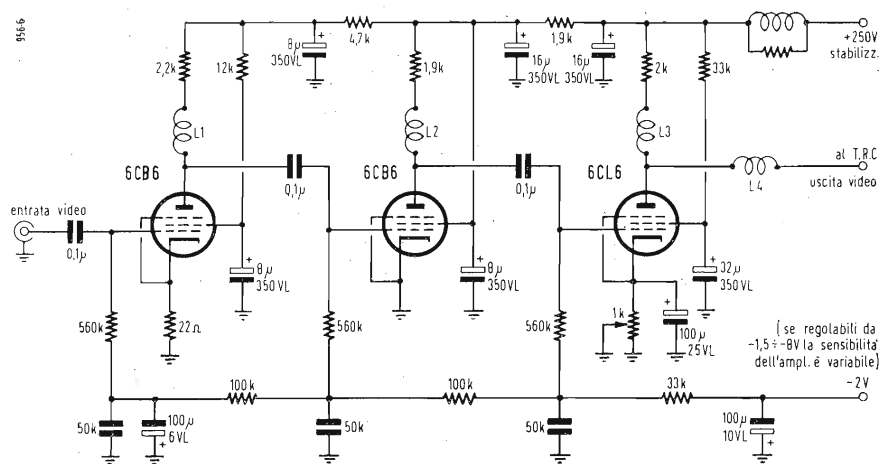



Fig. 4 - Amplificatore video a tre stadi sperimentali. È utilizzabile per un monitore con una sensibilità d'ingresso di circa 1 volt pp massima. La banda passante è migliore di 3,5 MHz a ± 2 dB.

Questa sezione di deflessione potrebbe essere impiegata anche in un monitore a segnali separati, nel qual caso ai due connettori d'ingresso andranno collegati i cavi coassiali relativi tenendo presente che sarebbe necessario introdurre una chiusura sulla impedenza caratteristica del cavo. Più spesso poi non essendo sufficienti i segnali in arrivo sui cavi, un'altra valvola doppia funge in questo caso da amplificatrice di sincronismo verticale ed orizzontale.

3. - MONITORE A SEGNALE COMPOSITO.

Un monitore particolarmente studiato per il funzionamento con un impianto di televisione industriale, ma comandato da un segnale unico, ovvero video composito è quello della fig. 6. Esso non comprende gli alimentatori, dato che era previsto per funzionare con un impianto con il quale era collegato tramite un cavo multiplo attraverso il quale giungono anche le tensioni d'accensione delle valvole e la tensione anodica. Impiega un tubo cinescopio a deflessione magnetica da 10 pollici, ed ha quattro controlli fissati sulla parte anteriore del cofano, mentre tutti gli altri comandi sono fissati leteralmente e sono semifissi.

Essi sono: la frequenza orizzontale, la frequenza verticale, la luminosità ed il contrasto. Sono impiegate in esso sette valvole, con le seguenti funzioni: Una 12SN7 forma un amplificatore video a due stadi, che riceve il segnale video dal potenziometro di contrasto, e lo trasferisce amplificato sulla griglia del cinescopio.

Dalla placca della prima sezione di questa valvola il segnale è trasferito anche allo stadio separatore dei sincronismi, realizzato con una 12SL7. Vi è un'ampiezza di segnale sincronizzante sufficiente a far si che il segnale video piloti la griglia di questa valvola oltre l'interdizione, in modo che solo gli impulsi di sincronismo appaiano sui due catodi, dai quali vengono estratti ed inviati tramite una connessione diretta ai due oscillatori verticale ed orizzontale. Questi circuiti impiegano ambedue oscillatori bloccati, i quali hanno una disposizione convenzionale, con il comando di frequenza ottenuto sul ritorno di griglia. Le valvole impiegate in questa sezione sono due 12SL7.

Gli altri circuiti poco si discostano da quelli normali di un ricevitore televisivo, e non hanno quindi necessità di essere particolarmente illustrate.

4. - RICEVITORE TV NORMALE IMPIEGATO NEL CAMPO DELLA TVI.

Vi sono tre diverse soluzioni per utilizzare un ricevitore TV normale per il funzionamento con un impianto di televisione industriale. La prima consiste nel modulare con il segnale video composito un piccolo trasmettitore, la cui frequenza sia compresa nel campo ricevibile col televisore, ed in tal caso si potrà utilizzare l'apparecchio senza alcuna modifica, semplicemente collegando all'uscita del trasmettitore per mezzo di una linea coassiale, terminante con un adattatore a 300 ohm.

La seconda consiste nel togliere ad un ricevitore comune il sintonizzatore, e mettere al suo posto un sistema oscillatore-modulatore, funzionante nel valore della frequenza intermedia. Il video composito all'ingresso modulando un oscillatore a frequenza intermedia, consentirà la ricezione solo del segnale proveniente dalla telecamera.

La terza consiste infine nella modifica dell'apparecchio con l'introduzione di una valvola doppia in funzione di amplificatrice video, la cui entrata dovrà essere posta all'esterno dell'apparecchio e collegata ad una presa coassiale, e la cui uscita dovrà essere commutata sulla griglia della valvola amplificatrice video, durante la ricezione del segnale TVI. Evidentemente in questo caso l'impianto di TVI dovrà fornire un segnale video composito secondo lo standard del ricevitore televisivo impiegato, mentre nell'altra soluzione il trasmettitore a radio frequenza dovrà essere modulato con un segnale video anch'esso rispondente allo standard del televisore.

La soluzione della ricezione diretta a radio frequenza è molto diffusa, dato

(il testo segue a pag. 381)

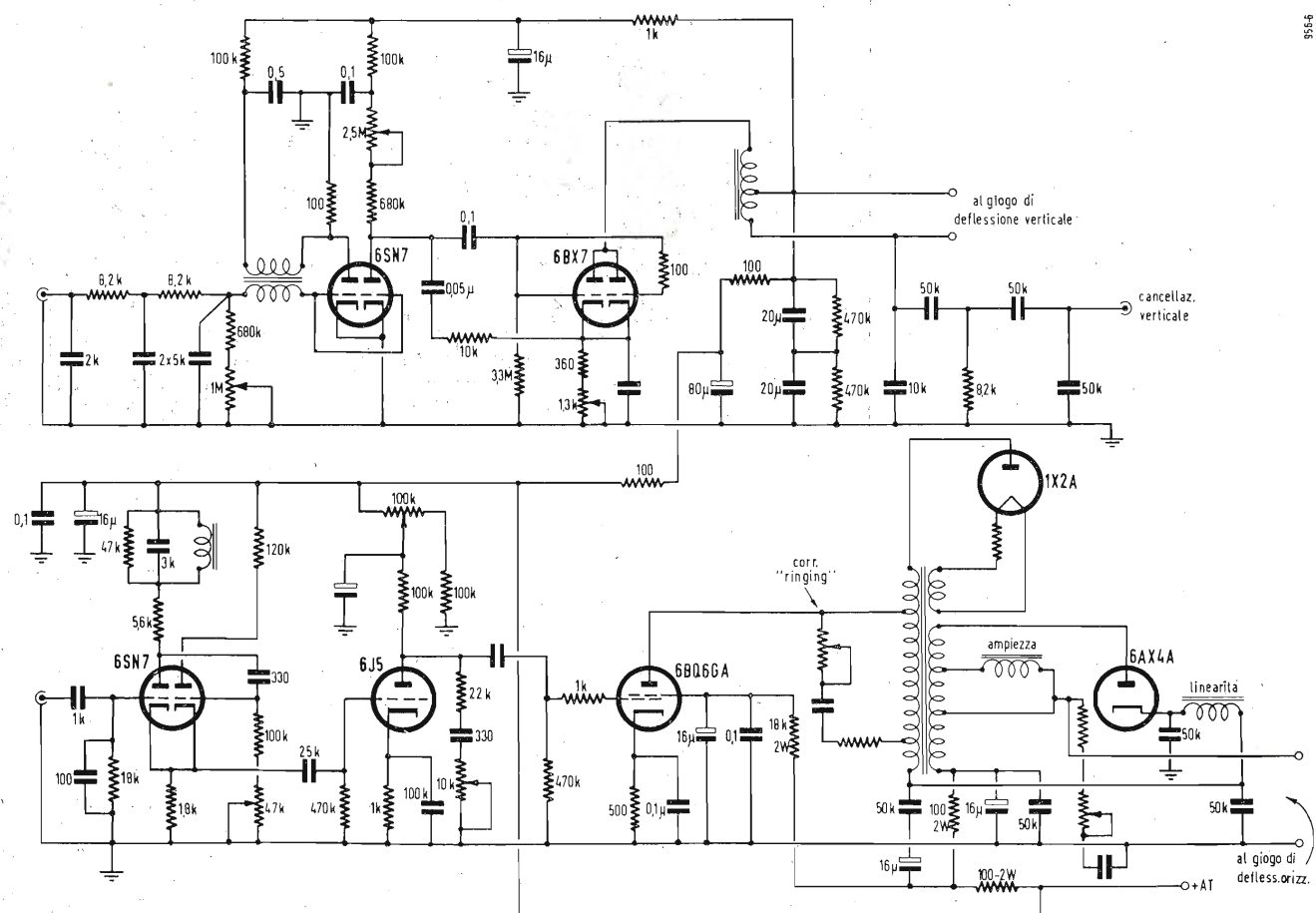



Fig. 5 - Circuito di deflessione per monitore a segnale composito per un tubo da 14 pollici. Per un'estrema stabilità e sicurezza di funzionamento, le valvole finali H e V sono di tipo speciale.

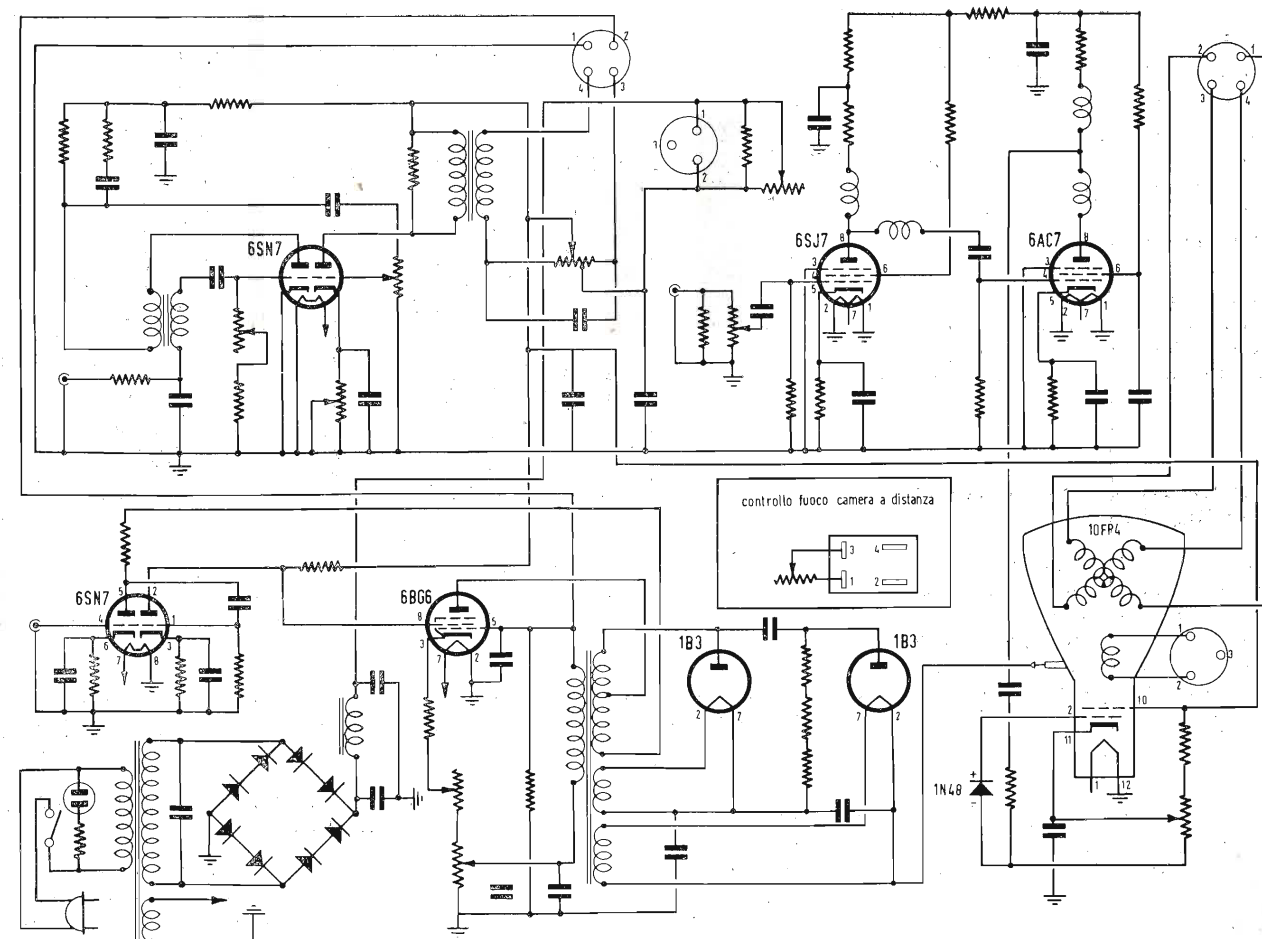



Fig. 6 - Monitore speciale per TV industriale.

Tachimetro a Condensatore Variabile*

QUESTO PROTOTIPO di tachimetro a condensatore variabile è stato messo a punto dal Laboratorio Centrale di Elettricità del Comitato Elettrotecnico Belga per sopperire alle necessità della misura della coppia istantanea durante il periodo di avviamento dei motori. Una dinamo tachimetrica di tipo comune, non permette di raggiungere una precisione migliore del 10 % e il suo impiego è dunque limitato ai motori di potenza relativamente grande. Per la misura della velocità sono possibili due metodi:

1) Il metodo magnetico applicato nella dinamo e negli alternatori tachimetrici, da una tensione proporzionale alla velocità di rotazione, beninteso nella banda passante di questi apparecchi.

2) Il metodo elettrostatico di natura capacitiva che è appunto il metodo seguito nella realizzazione di questo nuovo tachimetro ad elevata precisione.

Fig. 1 - Schema di principio del tachimetro.

1. - PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO (fig. 1).

L'apparecchio si compone di un condensatore variabile ruotante, senza bloccaggio di fine corsa, il cui rotore si trova solidale con l'albero del motore da analizzare. Se ai suoi estremi viene applicata una tensione costante U si potrà scrivere:

$$q = C.U$$

oppure:

$$i = \frac{dq}{dt} = U \cdot \frac{dC}{dt} = U \cdot \frac{dC}{d\alpha} \cdot \frac{d\alpha}{dt}$$

da cui si ha:

$$i = U \cdot \frac{dC}{d\alpha} \cdot \omega ; \qquad [1]$$

La funzione che lega C ad α può essere scelta a piacimento per esempio:

a) sinusoidale, la corrente ha allora la stessa forma che il segnale di uscita di un tachimetro magnetico.

b) Lineare, sotto tensione e velocità costanti, il tachimetro ha un segnale di uscita avente una forma d'onda quadra.

2. - DESCRIZIONE DELL'APPARECCHIO REALIZZATO.

Il rotore si compone di due quadranti e lo statore di quattro, riuniti a due a due per formare due gruppi, i quadranti di misura e i quadranti di guardia. Questi ultimi assicurano l'uniformità del campo elettrico e la derivazione, fuori dal circuito di misura, delle correnti di fuga ai supporti dell'elettrodo di misura (fig. 1).

3. - MISURA DELLA TENSIONE.

Si misura la caduta di tensione ai capi di una resistenza posta nel circuito del condensatore:

$$q = C\,(U - Ri)$$

vale a dire:

$$i + R\,\frac{d\,(i\,.\,C)}{df} = U \cdot \frac{dC}{d\alpha} \cdot \omega ; \qquad [2]$$

la scelta della resistenza R risulta da un compromesso fra l'errore che essa apporta e la sensibilità che si desidera.

La sua inserzione non produce mai un errore superiore al 0,2 % e un semplice amplificatore del tipo a tensione continua avente un guadagno di 30 dB circa permette di raccogliere all'uscita un segnale di diverse decine di volt. Sarà bene prendere delle precauzioni per la trasmissione del segnale del tachimetro sino all'amplificatore, queste attenzioni consigliano l'impiego di un cavo coassiale e la connessione della parte rotore del condensatore alla massa (fig. 2).

Se C presenta delle capacità parassite l'equazione del sistema completo è:

$$i_1 + R\,\frac{d\,(i_1 C_1)}{df} = U \cdot \frac{dC}{d\alpha} \cdot \omega ; \qquad [3]$$

perchè:

$$i = i_2 + i_4 \;;\; C_1 = C + C'$$

ed

$$i_2 = RC' \cdot \frac{di}{dt} \;;$$

Fig. 2 - Dispositivo per la misura della tensione.

si noterà d'altra parte che l'equazione [3] è dello stesso tipo dell'equazione [2].

4. - PRECISIONE DEL TACHIMETRO.

La lettura è soddisfacente allorchè il secondo termine dell'equazione [3] è trascurabile nei confronti del primo.

La caduta di tensione sarà allora:

$$V = U \cdot R \cdot \frac{dC}{d\alpha} \cdot \omega ;$$

Il tachimetro realizzato possiede quattro gamme di misura di velocità: 0 ÷ 300 giri al minuto; 0 ÷ 750 giri al minuto; 0 ÷ 1.500 giri al minuto; 0 ÷ 3.000 giri al minuto. La commutazione introduce il cambiamento della resistenza di misura. In ogni gamma la resistenza è scelta di valore tale che la caduta di tensione per la velocità massima sia di 0,4 volt.

Esistono due errori relativamente deboli:

Un errore di ampiezza tale che:

$$e_A = \frac{V}{U} \;;\; \text{per } U = 275\text{V e } V = 0{,}4\text{V}$$

$$e_A = 0{,}15\ \%.$$

Nell'apparecchio considerato, e tenuto conto delle sue costanti, la resistenza di misura è calcolabile nella seguente formula:
$V = 2{,}2\ nR\ .\ 10^{-3}$ (in V se R in MΩ)

Un errore di fase proporzionale alla derivata della corrente, che caratterizza l'attitudine dell'apparecchio a seguire delle variazioni veloci di velocità. Il sistema avrà una risposta che matematicamente può essere definita dall'equazione differenziale di secondo ordine:

$$i_1 + RC \cdot \frac{di_1}{dt} = \frac{U\,d\,C_1}{d\alpha} \cdot \omega_o ;$$

che è quella della stabilizzazione della corrente in una induttanza.

La costante di tempo del tachimetro, sarà definita come:

$$T = RC_{max} \;;$$

questa costante di tempo è inferiore a 0,2 millisecondi. Essa agisce sulla pendenza del fronte d'onda d'uscita nella maniera tale da rappresentare un errore del 0,2 % del periodo dell'onda corrispondente. Questi due errori sono dunque trascurabili ed il fattore importante è la linearità dello strumento, che è assicurata dalla precisione della variazione della capacità C con l'angolo di rotazione.

5. - CARATTERISTICHE MECCANICHE DEL TACHIMETRO.

5.1. - Applicazioni.

La coppia resistente, dovuta allo attrito, è circa 100 volte inferiore a quella dovuta ad un tachimetro magnetico; è dell'ordine di 10 grammi centimetro. La coppia d'inerzia raggiunge il precedente valore per delle accelerazioni di 2000 rad/sec^{-2}.

Esiste anche una coppia di natura elettrica che è del pari trascurabile.

Con l'aiuto di un galvonometro inserito nel circuito rettificatore che accompagna il tachimetro si possono fare tutte le misure che dovrebbero altrimenti essere fatte con l'ausilio di un tachimetro a riluttanza variabile. L'interesse di questa realizzazione sta nella possibilità di venir impiegata nello studio dei regimi transitori delle macchine ruotanti.

Le analisi di questi fenomeni fatti con oscillografi a specchi hanno una precisione massima del 3 %. Le applicazioni industriali sono quindi vaste e la semplicità della sua messa in opera hanno portato gli « Ateliers de Construction Electrique » di Charleroi allo sfruttamento industriale di questo principio.

(*R. B.*)

(*) JESPERS, P.; VASTRADE, C., Un tachimetro a condensateur variabile, *Electricité*, ottobre 1956.

Circuiti a Transistori per l'Elettronica*

E' UNA RASSEGNA di alcuni importanti circuiti a transistori scelti fra la stampa internazionale.

1. - TRANSVERTER AD ALTO RENDIMENTO.

Un transverter è un circuito che serve a trasformare una bassa tensione continua in una elevata tensione continua con un ottimo rendimento. Noi parleremo di un transverter usato per generare l'alta tensione occorrente per un tubo a raggi catodici di un monitore per TV. Esso pesa solo 2,6 kg, ha le dimensioni 125 × 145 × 180 mm e fornisce una potenza di circa 10 W.

Il principio di funzionamento è il seguente. All'emettitore del transistore arrivano tensioni sia positive che negative in modo che il transistore ha due ben distinte condizioni di funzionamento. Quando l'emettitore è negativo il tratto base-collettore risulta bloccato e rimane solo una piccola corrente residua del collettore. La potenza che va perduta per questo fatto è molto piccola. Quando la tensione dell'emettitore è positiva la corrente del collettore viene determinata da questa tensione e dalla resistenza di passaggio del tratto base-emettitore. Questa resistenza è molto bassa e quindi la corrente è relativamente alta. La corrente del collettore non può essere superiore al quoziente fra la tensione base-collettore e la resistenza di lavoro. A causa della caduta di tensione sulla resistenza si annulla sia la tensione del collettore che la perdita di potenza del collettore. La potenza utile sulla resistenza di carico è uguale al quoziente fra il quadrato della tensione base-collettore e la resistenza di carico poichè la corrente dell'emettitore può avere un valore appena sufficiente ad annullare la tensione del collettore si può trasmettere praticamente senza perdite una potenza elevata del collettore.

Però durante questa trasmissione di potenza l'emettitore consuma dell'altra potenza. Essa può essere ridotta al

(*) KN., Transistorschaltungen für die Elektronik, *Elektronik*, maggio 1957, VI, 5, pag. 135.

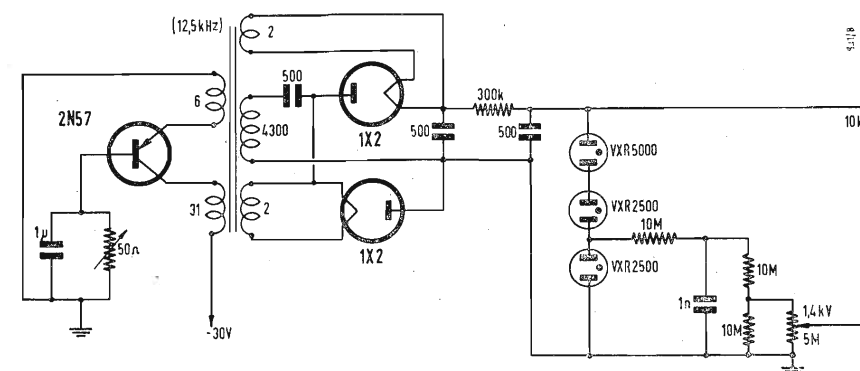



Fig. 1 - Oscillatore a transistore con raddrizzatore a duplicatore di tensione per l'alimentazione di tubi per TV. (I numeri vicini agli avvolgimenti indicano il numero delle spire).

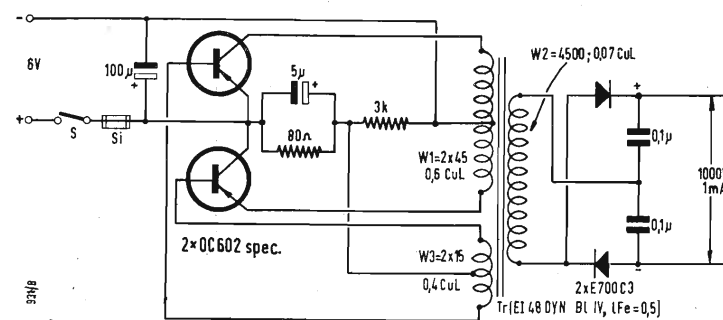



Fig. 2 - Trasformatore di tensione continua Telefunken per 1000 V.

minimo scegliendo la tensione dell'emettitore in modo che la tensione del collettore si annulli. Poichè l'emettitore ha una piccola tensione di ingresso, bastano anche delle basse tensioni di emettitore.

La fig. 1 mostra il circuito dell'oscillatore. Al momento dell'inserzione la tensione negativa viene applicata al collettore e l'emettitore si trova al potenziale della base. Passa quindi attraverso il trasformatore una corrente di collettore la cui intensità è stabilita dalle curve caratteristiche. Questa corrente induce una tensione di controreazione sull'emettitore. Perciò la corrente del collettore cresce ancora e a causa della caduta di tensione sul trasformatore il collettore assume alla fine il potenziale della base. All'avvolgimento primario viene applicata una tensione che è praticamente uguale alla tensione di alimentazione.

Per mantenere il collettore al potenziale di base il flusso magnetico del trasformatore dovrebbe crescere continuamente. In condizioni statiche, cioè quando il flusso non varia, è nulla la tensione indotta nel circuito di controreazione. Questo succede quando il nucleo è saturato. L'aumento della corrente del collettore non fa più aumentare il flusso magnetico. Con la saturazione si annulla la tensione del primario e quindi anche quella dell'emettitore. Allora anche la corrente del collettore si annulla sempre più rapidamente fino a che si raggiungono le condizioni di partenza. L'effetto di induzione del trasformatore è tale da produrre una tensione negativa sul collettore doppia di quella d'alimentazione.

Dopo il fenomeno si ripete; la frequenza è stabilita dall'induttanza del trasformatore. Le curve delle tensioni del collettore, dell'emettitore e del secondario sono praticamente rettangolari. Le tensioni dell'emettitore e del collettore sono in fase.

Il rendimento del circuito è molto alto, perchè il collettore consuma potenza solo durante i due brevi tempi di commutazione e non durante i due periodi statici. L'emettitore si comporta in modo diverso, perchè consuma potenza durante tutto il tempo di passaggio di corrente di collettore.

Si potrebbe aumentare il rendimento aumentando la tensione di alimentazione. La tensione massima che si può usare è però limitata dalla massima tensione di punta ammessa sul collettore. Però è possibile aumentare il rendimento con un'altro artificio: le caratteristiche collettore-base di un transistore hanno un ginocchio che capita per tensioni di collettore positiva. Regolando opportunamente la tensione dell'emettitore si può portare il collettore fino nel campo positivo. Se durante il flusso di corrente il collettore ha una tensione esattamente nulla rispetto alla base sono nulle le perdite di potenza del collettore. Se però il collettore diventa positivo queste perdite diventano negative. Ciò significa che in queste condizioni il transistore cede una potenza al trasformatore pari al prodotto della tensione base-collettore per la corrente di collettore.

Questa potenza in più può essere sottratta alla potenza di regolazione dell'emettitore, cioè l'emettitore, durante il periodo di tensione positiva

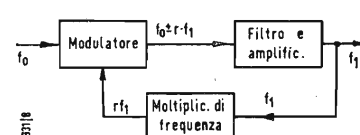



Fig. 4 - Principio di funzionamento di un divisore di tensione « Miller ».

del collettore fornisce direttamente potenza al carico. Con ciò diminuiscono le perdite totali e aumenta il rendimento. Se l'emettitore viene regolato oltre il ginocchio della caratteristica del collettore il rendimento diminuisce nuovamente.

La sovraregolazione dell'emettitore e del collettore ha anche altri vantaggi. Sostituendo il transistore o variando la tensione di alimentazione la tensione in uscita rimane più costante e il grado di controreazione è meno critico.

Il rendimento massimo ottenibile con questo circuito, riferito al condensatore di carica del raddrizzatore (10 kV, 1 mA) è del 64 %. Accordando il primario il rendimento può salire al 66 % però le condizioni diventano troppo critiche. Il rendimento proprio del transistore (determinata con la misura del calore da esso sviluppato) è compreso fra l'80 e l'85 %, è quindi molto alto.

Il trasformatore deve avere un interferro di 0,5 mm. Non è invece critico il materiale magnetico del nucleo, si può usare qualsiasi materiale per bassa frequenza. Il numero di spire è un compromesso fra le perdite nel rame e l'induttanza necessaria. Il rapporto spire si determina dal rapporto fra le variazioni di corrente di collettore e le necessarie variazioni di corrente di emettitore.

La scelta della frequenza è limitata inferiormente dalle dimensioni e dall'economia e superiormente dalle massima frequenza di inserzione ammessa per il transistore. I transistori provati funzionavano in modo soddisfacente da 2 a 14 kHz, alla fine fu scelta una frequenza di 12,5 kHz.

La tensione secondaria di 15 kV da picco a picco viene raddrizzata con due 1X2A collegate a duplicatore di tensione. Anche la potenza per i riscaldamento dei filamenti viene derivata dal trasformatore. Dopo un filtro normale la tensione viene stabilizzata a 10 kV da tre lampade glimm in serie, la presa sul ripartitore serve per la messa a fuoco.

2. - UN ALTRO GENERATORE DI ALTE TENSIONI CON TRANSISTORI.

La fig. 2 mostra un circuito della Telefunken in cui due transistori OC602 speciali sono collegati in controfase per la generazione delle oscillazioni.La tensione del secondario viene raddrizzata con due raddrizzatori E700C3 collegati a duplicatore di tensione.

L'alimentazione è fatta a 6V e il carico è a 1000 V, 1 mA. Il nucleo del trasformatore può essere del tipo EI e della grandezza 48. La frequenza è di circa 1,5 kHz.

3. - VIBRATORE A TRANSISTORI PER TERMOCOPPIE.

Il tecnico delle misure conosce bene le difficoltà che si incontrano nell'amplificazione delle piccole tensioni date dalle termocoppie. Di solito si impiegano dei vibratori meccanici. Nella fig. 3 mostriamo un interessante circuito che impiega solo transistori. Il principio di funzionamento è il seguente. Un ponte di resistenze, che comprende anche una resistenza variabile con la temperatura r, per la compensazione della temperatura esterna, viene regolato in modo che la tensione in uscita sommate a quella della termocoppia sia sempre uguale a zero. Ciò si ottiene regolando automaticamente il potenziometro P3. In un secondo circuito a ponte comprendente i due transistori T_1 e T_2 vengono applicate attraverso i due trasformatori Tr_1 e Tr_2 due tensioni tali che dopo avere regolato le posizioni dei potenziometri P_1 e P_2 non si ha alcuna

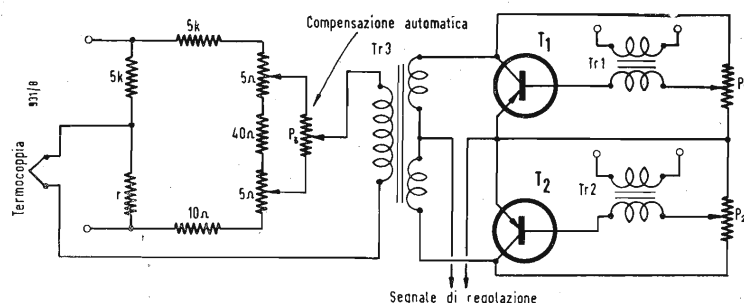



Fig. 3 - Modulatore con portante a 400 Hz come vibratore elettronico per termocoppie.

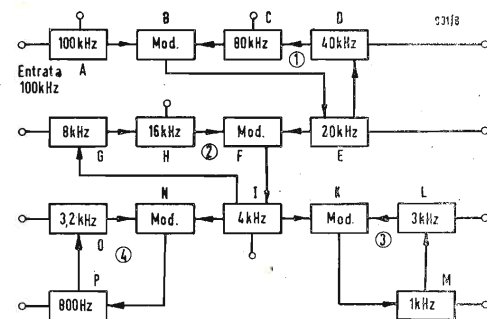



Fig. 5 - Schema a blocchi di un divisore di frequenza.

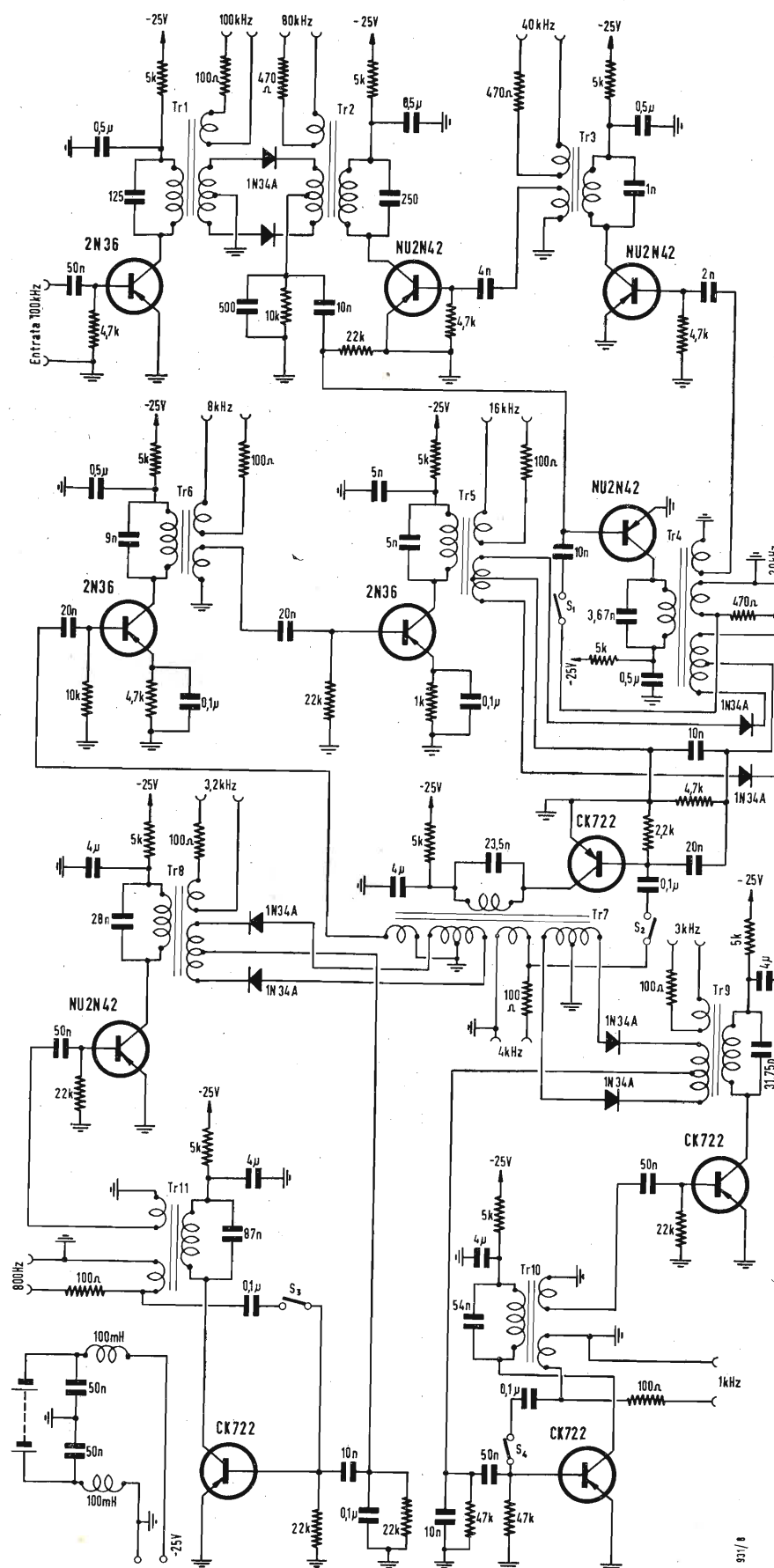



Fig. 6 - Circuito di un divisore di frequenza a transistori (vedi tabella I).

tensione sull'avvolgimento con presa intermedia di Tr_3, perchè si hanno due tensioni esattamente uguali ed opposte. Il segnale di regolazione è nullo. Poi non si toccano più i potenziometri. Appena varia la temperatura della termocoppia si ha una tensione sulla diagonale del ponte e quindi anche una corrente in modo che le due tensioni su Tr_3 non sono più uguali: una diventa maggiore e una minore. Ciò fa nascere un segnale di regolazione che dopo amplificazione regola il potenziometro P_3 fino a far diventare la tensione in uscita del ponte uguale alla tensione della termocoppia. Come frequenza portante si usa la 400 Hz perchè lo strumento è usato per misure di temperature di motori a reazione. La tensione del ponte deve essere molto costante. Il problema è stato risolto con l'effetto Zener di un diodo al silicio.

4. - DIVISORI DI FREQUENZA A TRANSISTORI.

Un altro lavoro molto interessante [5] mostra come si può ottenere una divisione della frequenza con i transistori. La fig. 4 indica il circuito a blocchi. Se in un modulatore si mescola la frequenza fondamentale f_o con il prodotto r-esimo di una frequenza f_1 si ottengono all'uscita del modulatore le frequenze $f_o \pm r f_1$. Da questo gruppo di frequenze si filtra la f_1 che viene moltiplicata r volte per essere mescolata con la frequenza originaria f_o. Nel circuito descritto che è del tipo « Miller » e che è stato realizzato nell'*Istituto Elettrotecnico Nazionale « Galileo Ferraris »* di Torino si usa una frequenza di entrata di 100 kHz.

Per avere più frequenze si può allargare lo schema della fig. 4 in quello della fig. 5. In esse si trovano quattro circuiti « Miller » costituiti ciascuno da un modulatore e da uno o più moltiplicatori. La frequenza di 100 kHz viene mescolata con una di 80 kHz, si ottiene così la 20 kHz che viene raddoppiata due volte per avere la 80 kHz. Nel secondo circuito la 20 kHz viene mescolata con la 16 kHz. La differenza di 4 kHz viene raddoppiata due volte per ricevere la 16 kHz. Dalla 4 kHz si ottiene le 800 Hz mescolandola con la 3,2 kHz. E dalla 4 kHz si ottiene pure la 1 kHz mescolandola con la 3 kHz che si ha triplicando la 1kHz. In totale si hanno quindi 10 frequenze in uscita.

La fig. 6 mostra lo schema particolareggiato del circuito. L'alimentazione è fatta a — 25 V rispetto a massa. La mescolazione avviene sempre nei trasformatori. I dati riportati nel circuito e i dati dei trasformatori delle tabelle dovrebbero rendere facilmente realizzabile questo interessante circuito.

5. - UN ALTRO CIRCUITO DIVISORE.

La fig. 7 mostra un altro circuito divisore a transistori che rende possibile la trasformazione di impulsi rettangolari in impulsi simili di frequenza metà, perchè lascia passare un impulso si e uno no. I transistori impiegati OC602 sono ancora della Telefunken [6]. Questo circuito non si distingue esternamente dal circuito bilanciato bistabile a valvole se si fa corrispondere l'emettitore al catodo, la base alla griglia e il collettore all'anodo. Con questi transistori si possono contare fino a 10^5 impulsi al secondo. Nella pubblicazione citata è riportato anche lo schema a blocchi.

TABELLA I. - DATI DEI TRASFORMATORI DI FIG. 6.

	Nucleo (ferroxcube-Philips)	Primario	Secondario	Indutt. primario	Attenuaz 1000 Hz	Accordato per
T1	D25/16-9,5 III B2	314 sp. 5×0,07	I: 11 sp. 5×0,07 II:2×25 sp. 5×0,07	12,1 mH	6,8	100 kHz
T2	D25/16-9,5 III B2	305 sp. 5×0,07	I: 11 sp. 5×0,07 II:2×25 sp. 5×0,07	11,4 mH	6,7	80 kHz
T3	D25/16-9,5 III B2	350 sp. 5×0,07	I: 12 sp. 5×0,07 II: 12 sp. 5×0,07	15 mH	6,9	40 kHz
T4	D25/16-9,5 III B2	378 sp. 5×0,07	I: 13 sp. 0,2 CuL II: 13 sp. 0,2 CuL III:2×33 sp. 0,2 CuL	17,8 mH	6,5	20 kHz
T5	D25/16-9,5 III B2	382 sp. 5×0,07	I: 13 sp. 0,2 CuL II:2×33 sp. 0,2 CuL	18,1 mH	6,5	16 kHz
T6	D36/16-9,5 III B1	333 sp. 10×0,07	11 sp. 0,2 CuL	44 mH	30	8 kHz
T7	D36/22-9,5 III B1	440 sp. 0,25 CuL	I:2×35 sp. 0,2 CuL II: 14 sp. 0,2 CuL III:2×35 sp. 0,2 CuL IV: 14 sp. 0,2 CuL	70 mH	70	4 kHz
T8	D36/22-9,5 III B1	500 sp. 0,25 CuL	I: 14 sp. 0,25 CuL II:2×40 sp. 0,20 CuL	87 mH	80	3200 Hz
T9	D36/22-9,5 III B1	500 sp. 0,25 CuL	I: 16 sp. 0,20 CuL II:2×50 sp. 0,20 CuL	87,5 mH	70	3000 Hz
T10	D36/22-9,5 III B1	1160 sp. 0,16 CuL	I: 38 sp. 0,16 CuL II: 38 sp. 0,16 CuL	480 mH	50	1000 Hz
T11	D36/22-9,5 III B1	1160 sp. 0,16 CuL	I: 38 sp. 0,16 CuL II: 38 sp. 0,16 CuL	—	50	800 Hz

Fig. 7 - Schema di un circuito bilanciato bistabile con due transistori OC602 per frequenze fino a 2×10^5 impulsi al secondo.

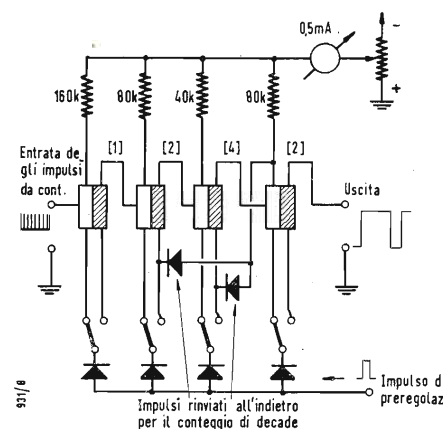



Fig. 8 - Schema a blocchi di un contatore decimale costituito di quattro stadi bistabili.

In esso accoppiando degli stadi binari si ottiene un conteggio decimale. Le resistenze corrispondono ad valore dei gradini e sono state scelte a 160 kΩ, 80 kΩ, 40 kΩ, 80 kΩ in modo che uno strumento da 0,5 mA a fondo scala indica il valore 10. La disposizione è quella della fig. 8, essa è chiara e può essere utilizzata oltre che per la divisione della frequenza anche per il conteggio.

6. - BIBLIOGRAFIA.

1. - Transistorschaltungen für die Electronik, *Elektronik*, gennaio 1957, 1, pag. 16.

2. - Gleichspannungswandler mit Transistoren, *Elektronik*, ottobre 1956, 10, pag. 271.

3. - TOSCANO P. M. e HEFFUER, I. B.: CRT power supply uses transistor oscillator, *Electronics*, settembre 1956, pag. 162.

4. - COLE H. G., Transistorized indicator measures jet exhaust, *Electronics*, dicembre 1956, 12, pag. 143.

5. - VALERIANI M., Demoltiplicatore di frequenza a transistori, *Elettronica*, 1956, 1, 2.

6. - RALL B., Die Anwendung des Flächentransistors in Zählschaltungen, *Nachrichtentechnische Fachberichte Bd* 5, 1956, pag. 50.

(dott. ing. Giuseppe Baldan)

Amplificatori a Transistori Compensati Mediante Termistori*

ABITUALMENTE gli stadi di uscita con transistori in push-pull in classe B usano la configurazione con emettitore a terra perchè essa permetta un alto guadagno di potenza.

Un circuito a transistori che è compensato con termistori è mostrato in fig. 1. Vengono usate resistenze in serie e in parallelo per adattare la curva di polarizzazione ad una data funzione della temperatura. Infatti il circuito di polarizzazione con il termistore deve dare una variazione di circa 2,5 mV per grado centigrado, per un transistore a giunzione, e, dato che la resistenza del termistore è una funzione approssimativamente esponenziale della temperatura, si deve necessariamente usare un circuito di adattamento per ottenere questa variazione.

La fig. 2 mostra il confronto fra la resistenza nel termistore in funzione della temperatura e la resistenza di un circuito con lo stesso termistore, in cui è stata scelta una opportuna combinazione di resistenze in serie e in parallelo per ottenere una variazione di resistenza lineare con la temperatura.

Nel circuito di fig. 3a) la tensione di polarizzazione è in rapporto costante con la tensione fra i punti m ed n ($V_{m\,n}$), la quale decresce all'aumentare della temperatura a causa del diminuire della resistenza R_T del termistore. La resistenza R_2 deve essere una certa frazione della resistenza del termistore a temperatura ambiente (25 °C) se si vuole che la tensione di polarizzazione abbia la desiderata legge di variazione. Per determinare il valore di R_2 si usano tre punti: 0 °C, 25 °C, 50 °C. Il valore relativo di R_2 rispetto alla resistenza del termistore a 25 °C

a due tipi diversi di termistori. Il punto corrispondente al valore zero di R_2, punto definito da $f'_{50}\,f'_0$, dipende dal coefficiente di temperatura del particolare tipo di termistore usato. La pendenza della linea tratteggiata è determinata dalla relazione:

$$m = \frac{f'_0 - 1}{1 - f'_{50}} \qquad [1]$$

Il rapporto fra il valore di R_2 (quando questo è diverso da zero) e il valore della resistenza del termistore a 25 °C

Fig. 3 a - Circuito di polarizzazione generico; b - Caso in cui $R_a = 0$; c - Caso in cui $R_a \neq 0$.

Fig. 1 - Amplificatore push-pull in classe B.

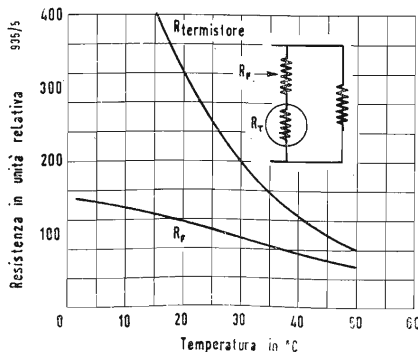



Fig. 2 - Caratteristica modificata di un termistore.

dipende dal tipo del termistore usato e può essere determinato in base a calcoli sulle curve di fig. 4. Tali curve sono state tracciate per vari valori della polarizzazione, a temperatura ambiente.

I fattori f_0 e f_{50} rappresentano le variazioni relative della resistenza del ramo che contiene il termistore nel circuito di fig. 3a). Il fattore f_{50} è dato dal rapporto della resistenza di tale ramo a 50 °C rispetto alla sua resistenza a 25 °C; f_0 è il rapporto della resistenza del ramo a 0° C rispetto alla sua resistenza a 25 °C. Le curve sono state tracciate in base alla relazione:

$$f_0 = \frac{f_{50}\,(k_1 - 1)}{(k_2 - 1) + f_{50}\,(k_1 - k_2)}$$

dove:

k_1 = rapporto fra la tensione di polarizzazione desiderata a 25 °C e quella desiderata a 50 °C.

k_2 = rapporto fra la tensione di polarizzazione desiderata a 25 °C e quella desiderata a 0 °C.

Le curve tratteggiate in fig. 4 danno la variazione che si ha in f_0 e f_{50} quando il valore di R_2 varia da zero a valori via via crescenti, ed esse corrispondono

si può indicare con p (per es. presso la linea tratteggiata corrispondente al termistore di tipo A sono riportati vari valori di p). L'intersezione delle linee tratteggiate con le curve a tratto intero determina l'opportuno valore di R_2 espresso in termini di p. Il valore di p ai punti di intersezione può essere calcolato della equazione:

$$p = \frac{f'_{50} - f_{50}}{f_{50} - 1} \qquad [2]$$

La scelta del tipo di termistore da usare deve essere fatta anch'essa in base alle curve di fig. 4. Infatti se il punto $f'_0\,f'_{50}$ giace a destra della curva di polarizzazione desiderata sarebbero necessari valori di R_2 negativi, quindi quando si sceglie il tipo di termistore bisogna fare in modo che il punto $f'_0\,f'_{50}$ o cada a sinistra della curva di polarizzazione desiderata o coincida con un punto di essa, se si vuole ottenere un valore di R_2 realizzabile.

Quando R_a nel circuito di fig. 3a) è zero, si può calcolare il valore di

(*) WHEELER, A.J., Amplificatori a transistori compensati con termistori, *Electronics*, gennaio 1957, 1.

R_b in base alla relazione:

$$R_b = \frac{v_{cc} \times R_3}{(v_{cc} \times k_1) - [v_{B25} \times (k_1 + 1)]} \quad [3]$$

dove:

v_{cc} = tensione di alimentazione del collettore;

v_{B25} = tensione di polarizzazione a 25 °C

R_3 = valore della resistenza $R_2 + R_T$ a 25 °C.

$$k_1 = \frac{1 - (k_1 \times f_{50})}{f_{50}\ (k_1 - 1)} \quad [4]$$

dove:

k_1 e f_{50} hanno il significato già visto precedentemente.

Poichè l'espressione che fornisce il valore di R_b non contiene R_1, R_b può essere determinato non appena si sia scelto il termistore e si sia calcolato il valore di R_2.

Come prima approssimazione si può dire che il valore della resistenza del termistore a 25 °C deve essere circa il doppio della resistenza di polarizzazione che si vuole avere fra base ed emettitore.

Il valore di R_1, infine, può essere calcolato dalla espressione:

$$R_1 = \left(\frac{v_{cc}}{v_{B25}} - 1\right) \left(\frac{R_3 \times R_b}{R_3 + R_b}\right) \quad [5]$$

Con questo calcolo si è fatto l'ultimo passo nella determinazione del circuito di polarizzazione nel caso in cui R_a sia eguale a zero.

Quando R_a non è eguale a zero, deve essere verificata la seguente diseguaglianza:

$$R_1 \leq \frac{1}{4} \times \frac{K_1^2}{K_1 + 1} \times \frac{v_{cc}}{v_{B25}} \times R_b \quad [6]$$

Purchè tale diseguaglianza sia soddisfatta (il che può ottenersi con una adatta scelta dei valori della resistenza del termistore, di R_2 e di R_b) il valore di R_a si determina dalla relazione:

$$R_a = \frac{1}{2} [R_b\ (NK_1 - 2) + \sqrt{(NK_1 R_b)^2 - (4 N R_b R_3)}] \quad [7]$$

dove:

$$N = \frac{v_{cc}}{v_{B25}\ (1 + K_1)} \quad [8]$$

Il valore di R_1 è dato da:

$$R_1 = \left(\frac{R_3 \times R_4}{R_3 + R_4}\right) \left[\left(\frac{v_{cc}}{v_{B25}} \times \frac{R_b}{R_4}\right) - 1\right] \quad [9]$$

dove:

$$R_4 = R_a + R_b \quad [10]$$

1. - SCELTA DEI TERMISTORI.

Quando R_a è eguale a zero, la resistenza del termistore a 25 °C deve essere scelto in modo che la resistenza di R_3 e R_b in parallelo sia abbastanza bassa per evitare una perdita eccessiva della potenza di ingresso, ma anche abbastanza grande da non compromettere la durata della batteria.

Come prima approssimazione la resistenza del termistore a 25 °C deve essere circa il doppio della resistenza che si desidera avere nel circuito di polarizzazione fra base e emettitore.

Quando R_a non è uguale a zero la resistenza fra i terminali di base e di emettitore è circa eguale ad R_b se R_a è abbastanza grande. La resistenza del termistore allora dipende dalla diseguaglianza [6].

In entrambi i casi il tipo di termistore usato viene a dipendere dalla tensione voluta a 25 °C fra base ed emettitore.

I vari tipi di termistori differiscono fra di loro per le caratteristiche resistenza-temperatura, e quindi in fig. 4 si hanno, per valori corrispondenti di $f'_{50}\ f'_0$, dei punti differenti. I tipi di termistori A e B, usati come esempi, hanno delle caratteristiche resistenza-temperatura molto tipiche.

Nel progettare il circuito bisogna fare in modo che la corrente del termistore non sia tanto alta da provocare un autoriscaldamento, altrimenti la polarizzazione che si ottiene è inferiore a quella calcolata.

Fig. 4 - Curve per il calcolo del parametro p.

2. - APPLICAZIONI.

La fig. 3b) mostra un metodo per applicare la tensione di polarizzazione in un circuito che usi transistori del tipo 2N109, con una tensione di alimentazione di 6 V quando R_a è eguale a zero.

I transistori 2N109 richiedono una tensione di polarizzazione fra base ed emettitore di 150 mV, per una corrente di riposo di 2 mA.

Tenendo in considerazione le perdite della potenza d'ingresso e li consumo di batteria, la resistenza fra base ed emettitore dovrebbe essere di circa 100 Ω.

Poichè il punto f'_0, f'_{50} (3,3 ; 0,36) per il termistore di tipo A giace a sinistra della curva corrispondente a 150 mV di polarizzazione (fig. 4), da tale punto si traccia una linea retta tratteggiata con pendenza m fino ad intersecare la curva corrispondente ai 150 mV. Dalla equazione 1 si ha che la pendenza m è di 3,59. I valori di $f'_{50}\ f'_0$ possono essere ottenuti dai bollettini pubblicati sui termistori. Il punto di intersezione si ha per $f_0 = 3{,}25$, $f_{50} = 0{,}3725$, e quindi dalla equazione 2 si ha che il valore di p è 0,02.

3. - ESEMPIO.

Se si sceglie un termistore che a 25 °C ha una resistenza di 250 Ω si ha che la resistenza $R_2 = 0{,}02 \times 250 = 5\ \Omega$, e il valore di f_{50}:

$$f_{50} = \frac{Rt_{50} + R_2}{Rt_{25} + R_2} = 0{,}371$$

Il valore di K_1 è dato dalla relazione $K_1 = v_{B25}/v_{B50} = 1{,}714$ e quindi dalla equazione 4 si ha $K_1 = 1{,}37$.

Il valore di R_b determinato dalla equazione 3 è allora 194. Notare che v_B alla temperatura t °C è eguale a $v_{B25} - \Delta t$ (2,5 mV/°C) dove: $\Delta t = -25\ °C + t$.

Scegliendo un valore di 200 Ω per R_b, R_1 può essere calcolato della equazione 5 e si ha 4370 Ω.

La fig. 5a) mostra le curve della tensione di polarizzazione in funzione della temperatura, quella a tratto intero è quella calcolata, quella tratteggiata è quella misurata. La fig. 5B mostra delle curve sperimentali che danno l'andamento della corrente del collettore in funzione della temperatura per transistori 2N109.

La fig. 3c) mostra i risultati ottenuti con questo metodo quando R_a non è eguale a zero.

Per minimizzare la distorsione è necessaria una tensione di polarizzazione di 200 mV, e poichè i transistori usati hanno una impedenza di ingresso bassa, la resistenza di polarizzazione fra base ed emettitore deve essere di circa 5 Ω.

La fig. 4 mostra che si possono usare termistori sia del tipo A che del tipo B, poichè per entrambi le curve iniziano da un punto che è alla sinistra della curva di 200 mV. Si preferisce il tipo B perchè con esso si possono usare resistenze di valore più basso.

La linea tratteggiata corrispondente al tipo B ha una pendenza $m = -3{,}085$ (dall'equazione 1).

Al punto d'intersezione di questa linea con la curva dei 200 mV si ha $f_{50} = 0{,}4556$ e $f_0 = 2{,}68$.

Il valore di p calcolato dall'equazione 2 è 0,0847. Il fattore K_1 è 1,4546. perciò $K_1 = 1{,}62$.

La resistenza R_3 può essere scelta in modo da soddisfare la diseguaglianza dell'espressione 6 e viene ad essere 7,52 R_b.

Se si usa per R_b una resistenza da 5 Ω, allora $R_3 \leq 37{,}6\ \Omega$.

(dott. ing. Idalgo Macchiarini)

Fig. 5 a - Andamento della tensione di polarizzazione; b - Caratteristica corrente del collettore-temperatura quando $R_a = 0$; c - Caratteristica corrente del collettore-temperatura quando $R_a \neq 0$.

Gli Infrarossi per la Guida dei Missili e per Controlli Tattici*

IL SISTEMA di guida a raggi infrarossi è basato sul fatto che tutti gli oggetti con temperatura superiore allo zero assoluto (0 gradi kelvin) irradiano onde elettromagnetiche. Il calore causa vibrazioni degli elettroni e degli atomi di un corpo; queste vibrazioni generano onde elettromagnetiche che si allontanano dai corpi in linea retta.

La maggior parte dell'energia, irradiata da un corpo caldo appartiene agli infrarossi cioè, la lunghezza d'onda delle radiazioni si trova nella parte « infrarossi » dello spettro elettromagnetico (regione compresa tra la luce visibile e le microonde). I limiti sono generalmente considerati tra 0,7 e 1000 micron (1). La banda 0.7 ÷ 15 micron è oggi particolarmente usata per scopi militari: guida di missili, bombardamenti, ricognizioni, ecc.

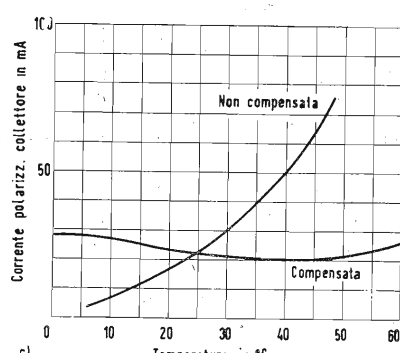
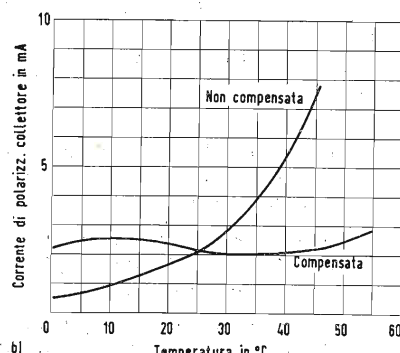
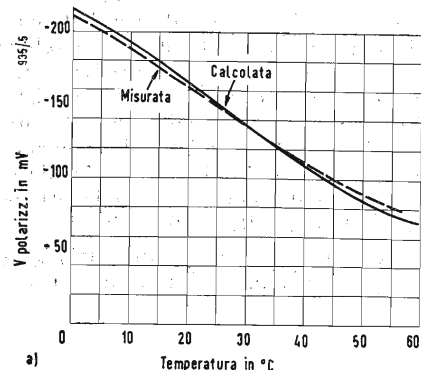
Il velivolo supersonico F 104 della Lockheed usa un sistema a raggi infrarossi per integrare il radar di controllo del fuoco. Il missile aria-aria Sidewinder della Marina Americana usa per la guida un sistema ad infrarossi. Di infrarossi si è parlato recentemente anche a proposito dei missili sottomarini. Indubbiamente gli infrarossi hanno dei grandi vantaggi. Questi sistemi sono virtualmente indisturbabili e non dipendono solo dalla dimensione dell'oggetto ma piuttosto dalla radiazione totale. Comparati col radar gli infrarossi danno una risoluzione nettamente superiore a parità di scansioni. Questo è il risultato logico della lunghezza d'onda molto inferiore, almeno 1000 volte inferiore di quella usata nei radar ad alta risoluzione.

Il dott. F. E. Jones, direttore del *Britain's Royal Aircraft Establishment* precisò che un radar funzionante nella banda X (3 cm) ha bisogno di 5 miglia per separare due bimotori che volano distanziati di un miglio. Con la stessa distanza un sistema a raggi infrarossi operante a 2 micron (0,05 mm) può separare i due motori di uno stesso velivolo.

I sistemi ad infrarossi sono più leggeri, hanno dimensioni inferiori e sono indubbiamente meno complessi di un radar. La Philco e la G. E., società costruttrici del sistema di guida per il missile Sidewinder, affermano che gli apparati ad infrarossi sono semplici quasi come un ricevitore radio commerciale. Naturalmente anche gli infrarossi hanno le loro limitazioni. Vengono infatti attenuati da nubi, precipitazioni, nebbia e foschia. Anche con buona visibilità parte dell'energia viene assorbita dall'atmosfera.

1. - LE LEGGI FONDAMENTALI.

Tre leggi fondamentali servono di base per i fenomeni riguardanti gli infrarossi. Esse mettono in relazione la potenza totale irradiata e la frequenza di radiazione alla temperatura del corpo.

L'equazione di Planck definisce la distribuzione, nello spettro, dell'energia irradiante e determina la forma

(*) HOLAHAN J., Infrared for Missile Guidance Fire Control Thermal Mapping, *Aviation Age*, marzo 1957, XXVII, 3, pag. 90.

(1) Un micron uguale 10^{-4} cm. In frequenza, f [MHz] = 300 . 10^8 micron.

dell'energia rispetto alla curva della lunghezza d'onda (fig. 1).

La legge di Wien definisce lo spostamento della radiazione massima con la temperatura.

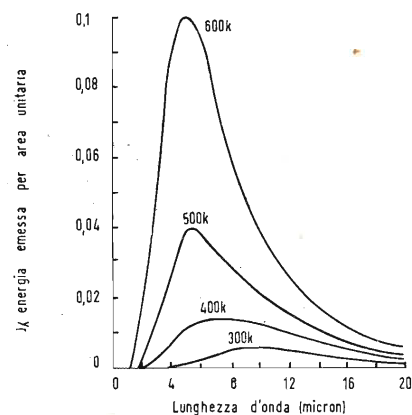



Fig. 1 - Curve classiche di distribuzione dell'energia irradiata da un corpo nero che dimostrano come la potenza massima emessa (aree sotto le curve) aumenta con la temperatura.

Fig. 2 - Il raffreddamento allarga la banda di molte cellule fotoconduttrici e fotovoltaiche. La banda del solfuro di piombo aumenta di circa un micron passando da 293 a 90 gradi K. Il telloruro di piombo è sensibile fino a 6 micron se mantenuto a 90 gradi K.

Fig. 3 - Le curve di trasmissione mostrano le aree dove determinati spessori di certi materiali sono virtualmente trasparenti ai raggi infrarossi. Il quarzo e lo zaffiro a causa delle loro particolari caratteristiche sono i materiali più raccomandati per gli schermi di protezione dei complessi ottici.

La legge di Stefan-Boltzmann dà la radiazione totale emessa. Anche la legge di Lambert dei coseni è utile per capire i raggi infrarossi. Dice infatti semplicemente che le radiazioni da un corpo nero variano con il coseno dell'angolo di emissione.

Le leggi di Wien e Stefan-Boltzmann possono venire usate per un calcolo rapido. Per esempio, lo scarico di un aviogetto con una temperatura di 1200 °K avrà la massima radiazione a circa 2 micron.

2. - COME FUNZIONANO I RIVELATORI PER INFRAROSSI.

Contrariamente alla radio ed al radar le onde infrarosse non sono ricevute, amplificate e quindi trasformate in segnali audio o video. Le radiazioni infrarosse hanno una banda molto larga ed una natura molto varia. Non essendo stabili non possono venir eterodinati come si usa per i segnali radio e radar e vengono invece ricevuti da un sistema ottico che concentra l'energia su un rivelatore.

A seconda delle sue caratteristiche il rivelatore risponde alle variazioni dei segnali captati cambiando la propria resistenza o il potenziale.

Così come vengono ricevuti, gli infrarossi non sono modulati. Per renderli atti a rivelare la direzione occorre modularli e questo viene normalmente fatto nella sezione ottica. Le radiazioni ricevute vengono interrotte ad un tempo costante da un sistema ottico prima che raggiungano l'elemento rivelatore. All'uscita del rivelatore non troviamo infrarossi ma la modulazione di questa energia. Così il rivelatore è allo stesso tempo l'elemento direzionale ed il demodulatore del sistema; inoltre funziona come un filtro stabilendo la regione dove il ricevitore è più sensibile (sensibilità nello spettro).

Considerando una installazione ad infrarossi, la sensibilità nello spettro è limitata da tre fattori: 1) risposta del rivelatore; 2) sistemi di lenti; 3) conducibilità della protezione del complesso ottico. Allo stesso modo, la sensibilità totale è regolata da tre fattori: 1) responso del sistema ad infrarossi; 2) distribuzione nello spettro delle radiazioni del bersaglio; 3) trasmissione dell'atmosfera. Il responso totale può venir stimato integrando il valore di tutti e tre questi fattori per le lunghezze d'onda dello spettro infrarosso.

Vi sono molti tipi di rivelatori per infrarossi (vedi Tabella 2). Generalmente possono venir classificati in termici, fotoconduttori e fotovoltaici. (La cellula di Golay è un tipo pneumatico ma viene normalmente usata solo in laboratorio).

I rivelatori termici sono sensibili alla temperatura. Sono compresi in questa classe i bolometri e le termocoppie. Essi reagiscono alla variazione di temperatura di un corpo variando la tensione d'uscita (termocoppie) oppure cambiando il valore della propria resistenza (bolometri).

Sebbene questi rivelatori coprano una ampia gamma di frequenze, hanno un tempo di responso relativamente lungo. Generalmente non sono adatti a rivelare i rapidi movimenti di un oggetto.

I fotoconduttori sono lastre di materiale semiconduttivo.

I raggi infrarossi assorbiti da questi materiali causano una variazione della resistenza.

Quando i fotoconduttori vengono collegati ad una sorgente di tensione, lasciano passare corrente nel circuito in funzione delle radiazioni infrarosse che il rivelatore assorbe. Solfuro di piombo, seleniuro di piombo e tellururo di piombo sono tre materiali fotoconduttori usati ora nei sistemi a raggi infrarossi.

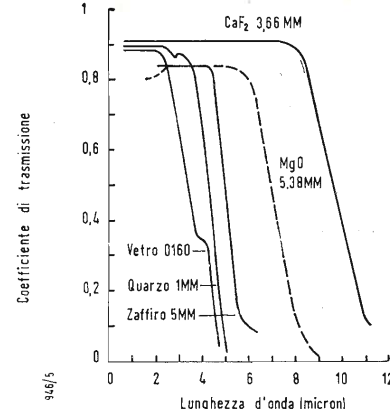



Fig. 4 - Parte ottica del sistema per guida con infrarossi. Un sistema di lenti di Schmidt è un esempio di complesso da usare sui velivoli o su missili. L'energia infrarossa passa attraverso la protezione e viene ricevuta da uno specchio parabolico (di circa 7-8 cm di diametro) dove viene riflessa su uno specchio piano e rimandata indietro, concentrata, sul rivelatore. L'energia ricevuta viene modulata meccanicamente.

I rivelatori fotovoltaici sono molto simili al tipo fotoconduttore. Funzionano generando una differenza di potenziale ai capi dei terminali quando vengono illuminati dai raggi infrarossi. Germanio e antimoniuro di indio appartengono a questo gruppo.

Si stanno facendo in questo periodo delle ricerche per produrre un tubo Vidicon come rivelatore della regione centrale della gamma infrarossi. Le placche a mosaico fotoconduttore dei

Tabella I. - PROPRIETÀ DI MATERIALI TRASMITTENTI PER INFRAROSSI

Materiale	Lunghezza d'onda max. (micron)	Indice di rifrazione	Solubilità in acqua fredda	Solubile inoltre in	Dimensione massima	Costo relativo	Materiale
Trisolfuro di arsenico vetro	12	2,59	0,000	Alcali	Limitata solo da considerazioni di progetto	moderato	As_2S_3
Cloruro d'argento	23	2,07	0,000	NH_4OH $Na_2S_2O_3$ KCN	Diametro 4″	alto	AgCl
Bromuro di potassio	27	1,55	53,48 (0 °C)	alcool glicerina	Diametro 7,5″	moderato	KBr
Cloruro di sodio	15	1,54	35,7 (0 °C)	glicerina	Diametro 7,5″	basso	NaCl
Zaffiro	5,5	1,77	0,000		Diametro 2,5″	alto	Al_2O_3
Fluoruro di litio	5	1,39	0,27 (18 °C)	acido	Diametro 5″	moderato	LiF
Fluoruro di calcio	9	1,43	0,002 (18 °C)	NH_4 soluzione	Diametro 6″	moderato	CaF_2
KRS-5	38	2,63	0,02 (0 °C)	HNO_3 acqua regia	Diametro 5″	alto	KRS-5
Quarzo fuso	4	1,43	0,000	HF	Limitata solo da pratica omogeneità	moderato	SiO_2
Silicio	20	3,5	0,000	HF, HNO_3	Diametro 1,5″	alto	Si
Cloruro di potassio	21	1,49	34,7 (20 °C)	alcali etere glicerina	Diametro 7,5″	moderato	KCl
Ioduro di potassio	31	1,67	127,5 (0 °C)	alcool ammoniaca	Diametro 7,5″	moderato	KJ
KRS-6	23	2,35	0,1 (0 °C)		Diametro 7,5″	alto	KRS-6
Bromuro di cesio	40	1,7	124,3 (25 °C)	alcool	Diametro 1,75″	moderato	CsB_2
Vetro	3	1,5-1,9	0,000	HF	nessun limite	basso	

Vidicon commerciali sono sensibili alla luce e si estendono fino ai bordi della regione infrarossi. Con un rivelatore Vidicon un sistema ad infrarossi dovrebbe avere molti vantaggi. Primo tra tutti sarebbe possibile eseguire la scansione elettronica dell'immagine abbandonando la complessità e gli errori della scansione meccanica. Inoltre diventerebbe possibile una presentazione del tipo TV.

3. - COMPORTAMENTO DELLA ATMOSFERA.

L'assorbimento dell'atmosfera è uno dei maggiori inconvenienti degli infrarossi. A causa del vapore acqueo e dell'anidride carbonica, l'atmosfera si comporta come un filtro selettivo. L'assorbimento non è uniforme attraverso lo spettro, varia irregolarmente con la lunghezza d'onda. Riferendoci alla figura 5 si può notare che vi sono parecchie aperture attraverso le quali gli infrarossi possono passare. A causa dell'aria molto secca e della minore quantità di CO_2, queste aperture sono molto più ampie ad elevate altitudini (15.000 metri).

Le dimensioni delle particelle dell'atmosfera (polvere, umidità, ecc.) influenzano la propagazione degli infrarossi.

Con foschia e nebbia le particelle sono molto più larghe della lunghezza d'onda degli infrarossi ed hanno su questi, praticamente lo stesso effetto della luce visibile. L'assorbimento dovuto alla pioggia e alla neve è completamente diverso dall'assorbimento prodotto dal vapore acqueo. Secondo il dott. Sanderson dei *Naval Research Labs.*, un centimetro d'acqua è completamente opaco a lunghezze d'onda superiori a circa due micron. Goccie d'acqua e fiocchi di neve che sono di dimensioni elevate rispetto alla lunghezza d'onda degli infrarossi non solo assorbono energia ma la disperdono.

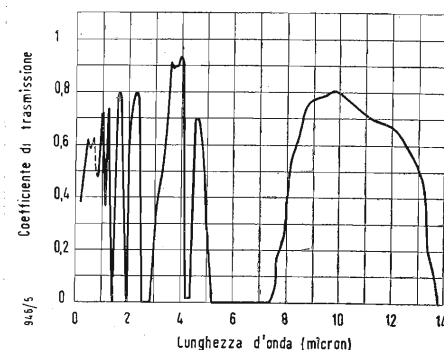
4. - COME AVVIENE IN PRATICA LA GUIDA DI UN MISSILE.

Per avere un'idea di come la guida con gli infrarossi possa avvenire, immaginiamo un ipotetico sistema per un missile aria-aria.

Questo complesso sarà composto da una parte ottica, un'amplificatore elettronico, un demodulatore e un comparatore di fase. Se venisse usato un

rivelatore ad alta impedenza (es. tellururo di piombo) occorrerebbe anche un preamplificatore tra il rivelatore e l'amplificatore principale.

Il sistema ottico dovrà muoversi entro un limitato arco attorno ai suoi assi, verticale e orizzontale e dovrà essere stabilizzato con giroscopio.

La ricerca del bersaglio, in un sistema semplice, potrebbe venire eseguito dal velivolo usato per il lancio. Una volta che il bersaglio è agganciato si fa partire il missile. Le deviazioni del bersaglio vengono seguite dal complesso ottico del sistema e viene così generata una tensione di errore che debitamente amplificata comanda il servomotore di sterzo. Per la ricerca angolare automatica il sistema funziona come un radar a scansione conica. Con una simile tecnica il lobo ricercatore descrive un cono che ruota con una velocità angolare fissa. Ogni bersaglio che si trova sull'asse darà un segnale della stessa ampiezza per tutte le posizioni di scansione del lobo. Se il bersaglio si allontana dal centro dell'asse l'ampiezza del segnale diminuisce. Con un'appropriata « antenna » il segnale ricevuto può venir variato in modo abbastanza sinusoidale con la rotazione del lobo.

Tutti i segnali infrarossi ricevuti dal lobo in ricerca sono otticamente modulati da un apposito sistema meccanico sistemato di fronte alla cellula rivelatrice. Diretti sulla cellula rivelatrice queste onde infrarosse vengono cambiate in segnali elettrici e servono come portante a sua volta modulata dai segnali del lobo (i segnali ricevuti che variano con la rotazione del lobo). Dopo l'amplificazione e demodulazione viene eseguita una comparazione di fase con un'onda sinusoidale di riferimento generata dal complesso e sincronizzata con la frequenza di rotazione del lobo.

La differenza di fase, proporzionale all'angolo di disallineamento del bersaglio, produce una tensione di errore (proporzionale in ampiezza alla quantità di disallineamento) che inviata al servomotore porta il sistema ottico ad allinearsi con il bersaglio.

Se il missile deve avere, oltre alla capacità di inseguimento anche quella di ricerca, viene usato un sistema molto semplice regolando il livello di entrata ad una ampiezza stabilita.

Quando un segnale supera questo livello (in presenza per esempio di un bersaglio) un relè sensitivo cambia il sistema di scansione da ricerca in inseguimento. *(Giuseppe Moroni)*

TABELLA II. - RIVELATORI PER INFRAROSSI

Rivelatori	Costante di tempo	Sensibilità dello spettro	Producibilità
Termocoppia	lunga	5-15 μ	buona
Termistori Bolometri	millisecondi	1-10 μ	buona
Cellula Golay	lunga	0,5-15 μ	scarsa
Solfuro di piombo	400 μsec	0,5-3 μ	eccellente
Tellururo di piombo	10 μsec	1-55 μ	buona
Seleniuro di piombo	non nota	non nota	non nota
Germanio	millisecondi	0,3-15 μ	eccellente
Antimonio di indio	non nota	non nota	non nota
Vidicon	—	non ancora realizzato	probabilmente buona

Fig. 5 - Vapore acqueo e anidride carbonica producono aperture nell'atmosfera (aree sotto le curve) attraverso le quali i raggi infrarossi si infiltrano.

Un Voltmetro a Valvola nel Puntale*

ACCADE sovente durante una riparazione che non si possa tenere contemporaneamente sott'occhio il puntale con cui si esplora il circuito sotto controllo e la scala dello strumento di misura.

Così, girando la testa per effettuare la lettura, si rischia di perdere il contatto, o anche di fare qualche corto circuito col puntale stesso.

Sarebbe quindi più che desiderabile aver lo strumento situato in prossimità della punta esploratrice, ma purtroppo ciò è impedito da ragioni di ingombro.

Nella ricerca di un sistema che permettesse di sistemare l'indicatore in prossimità del punto di misura, un punto fisso è stato stabilito: non è cioè necessario poter fare una lettura molto precisa, perchè nel lavoro di riparazione è quasi sempre sufficiente conoscere anche solo con una certa approssimazione il valore di una tensione.

O, sovente, si tratta di una taratura, per cui l'indicatore è usato per la ricerca di un massimo ovvero un minimo della grandezza da misurare.

Secondo questo criterio, si è pensato quindi di ricorrere ad un tubo indicatore di sintonia. Esso può venire montato molto facilmente in un puntale, se è del tipo con schermo luminoso su un fianco, anzichè frontale, ed il peso complessivo è molto ridotto.

L'impedenza d'ingresso è molto elevata, un tale strumento si comporta infatti come un voltmetro a valvola.

Nello strumento descritto tale impedenza è di 115 kΩ/V. Sulla portata più piccola si può leggere ancora con facilità 1 V. La precisione di lettura non è certamente molto elevata, e si può ritenere del ± 10 % del valore fondo scala di ciascuna portata.

Si possono misurare tensioni continue ed alternate. La taratura che si fa una volta per tutte in corrente continua è valevole anche per corrente alternata a 50 Hz. L'indicatore è privo di inerzia, e si comporta quindi come un costoso strumento giustamente smorzato.

Come mostra lo schema di fig. 1 si è fatto uso di un tubo EM85.

L'alimentazione anodica può tranquillamente essere effettuata in corrente alternata: lo schermo si illuminerà soltanto in corrispondenza delle semionde positive, al ritmo di 50 volte al secondo, e la persistenza delle immagini sulla retina s'incarica di eliminare ogni scintillio.

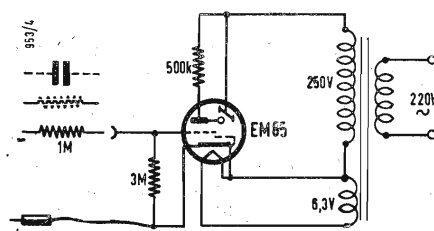



Fig. 1 - Schema del voltmetro « magico ».

(*) DOBBRONZ, L., Ein magisches Röhren-Voltmeter, *Funkschau*, maggio 1957, XXIX, 10, pag. 274.

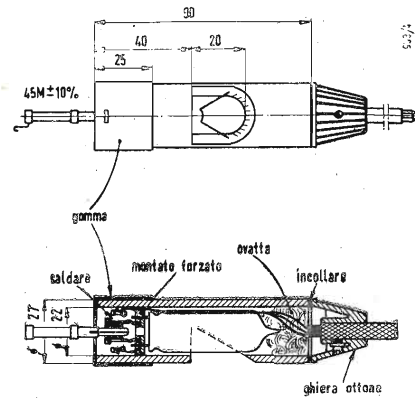



Fig. 2 - Vista e sezione del puntale.

La fig. 2 illustra la costruzione del puntale. Si impiega uno spezzone di tubo di cartone bachelizzato, in cui è stata praticata una opportuna apertura In corrispondenza di questa verrà a trovarsi lo schermo della valvola. Una scala incollata sul tubo ovvero sui bordi svasati della finestra nel cartone permetterà di iscrivervi una graduazione atta ad effettuare la lettura della deflessione.

Il puntale è bene che sia in materiale isolante sufficientemente spesso, per proteggere la mano dal calore dissipato nel tubo indicatore.

Esso contiene, oltre all'indicatore, la resistenza anodica ed il divisore di griglia.

Dal lato opposto all'entrata del cavo di alimentazione è prevista una boccola ben isolata connessa con la griglia controllo del tubo.

Su questa boccola si monteranno di volta in volta differenti resistenze che con la resistenza interna di fuga formeranno un partitore per ottenere la sensibilità desiderata.

L'entrata del cavo di alimentazione, che può essere ad esempio un cavo standard di microtelefono con quattro conduttori 4 × 0,8 non schermati, è realizzata nel più semplice dei modi con l'aiuto di una piccola manopola di bakelite tronco-conica. La manopola andrà naturalmente forata da parte a parte.

La taratura si può effettuare senza difficoltà disponendo di uno strumento di confronto e di un partitore collegato ad una sorgente di corrente continua a 360 V.

La fig. 3 *a*) e *b*) illustra il procedimento da seguire.

Il prototipo era stato equipaggiato con due punte, rispettivamente di 1 MΩ e di 45 MΩ, con una tolleranza del ± 10 %.

I due campi di sensibilità che si ottengono sono, nell'ordine, 0 ÷ 35 volt fondo scala, e 0 ÷ 350 volt fondo scala.

Essendo state impiegate due resistenze di colore differente, per le relative scale si sono adoperati i medesimi colori: così non c'è possibilità di errore, con la punta rossa si legge sulla scala a cifre rosse, con la punta verde su quella a cifre verdi.

Con queste due sensibilità si riescono a fare praticamente tutte le misure che si incontrano riparando un apparecchio radio od un televisore.

Nell'eseguire la taratura, si cercano e si marcano anzitutto i punti di zero e della massima deflessione delle due scale.

Si passa quindi a tracciare ad esempio quattro o cinque punti intermedi.

Data la curvatura della caratteristica del tubo indicatore, per comodità di scrittura è bene non scegliere valori equidistanti, quali ad esempio 5, 10, 15, 20, 25 ma valori piuttosto addensati al lato basso come 5, 8, 15, 25, ecc. Con ciò le divisioni sulla scala risulteranno all'incirca equidistanti.

Quando si lavori con questo strumento sia pertanto ben chiaro che esso non è in grado come si è detto, di fornire una grande precisione.

Esso è specialmente studiato per lo stadio iniziale (e talvolta unico) della ricerca di un guasto, e per taratura dove si osserva una massima o minima uscita.

Se per esempio si ricerca un guasto in un ricevitore completamente muto, non ha molta importanza, misurando una tensione anodica, di sapere se essa è di 250 V piuttosto che di 220 V. L'essenziale è di cominciare a sapere se c'è o non c'è.

Lo stesso dicasi di quando si ricerca un massimo, di cui raramente interessa conoscere con esattezza il valore assoluto.

Quando si usi lo strumento calibrato in corrente continua per misure in corrente alternata, si tenga presente che l'indicazione rappresenta il valore di picco di una semionda.

Per ottenere il valore efficace occorre dividere la lettura per 1,41.

(dott. ing. Gustavo Kuhn)

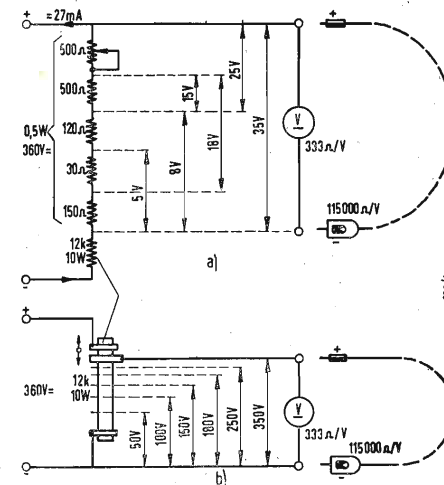



Fig. 3 - Due sistemi di taratura dello strumento.

Studio sulla Televisione a Circuito Chiuso

(segue da pag. 369)

che permette l'impiego di uno o più televisori nel circuito industriale, senza che sia necessario apportare ad essi alcuna modifica; per questa ragione gran parte degli impianti TVI contengono nel pilota o nella telecamera la parte a radio frequenza necessaria ad adattare l'impianto di funzionamento con apparecchi riceventi normali. gli apparecchi di TVI RCA, Philco, Fernsehe, Grundig e Marelli sfruttano appunto questo principio e in genere non sono forniti di monitore se non per esigenze speciali; ogni ricevitore televisivo su 525 e rispettivamente 625 linee può essere usato in unione con essi.
In altro caso il monitore è sempre parte integrante del complesso TVI, ma è disponibile anche il segnale RF standard, per far funzionare altri apparecchi normali (Radio Allocchio Bacchini).

Due sono i vantaggi precipui che fanno adottare questa soluzione del problema: la possibilità di inviare il segnale TVI molto lontano dalla telecamera senza ricorrere a costosi e delicati sistemi di adattamento richiesti dall'invio del segnale video, e quella di poter usare più ricevitori, con tutte le dimensioni di schermo offerte dal commercio: dal piccolo 14 pollici, al 27 pollici in visione diretta, e a 60 o più pollici a proiezione. Questo estende l'impiego della TVI al campo pubblicitario (Riprese TV del pubblico nelle Fiere, Mostre, in negozi ecc.), ed in quello didattico (telechirurgia, microbiologia) dove sono necessari molti ricevitori di diverse dimensioni di schermo, che possono essere utilizzati anche per la ricezione del programma circolare, quando sia necessario, semplicemente spostando il canale e connettendo la linea dell'antenna esterna al posto di quella proveniente dall'impianto TVI. Va inoltre tenuto presente che il costo di un apparecchio televisivo normale da 21 pollici, è notevolmente inferiore a quello di un monitore, non dello stesso schermo, ma semplicemente munito di un tubo da 14 pollici. La causa di ciò va ricercata nella più specializzata costruzione del monitore (che è un apparecchio professionale e come tale deve rispondere ad esigenze molto maggiori di quelle

richieste da un televisore), e nella produzione limitata di esso nei confronti dell'apparecchio per telediffusione.

Negli impianti muniti di trasmettitore a radio frequenza è però assai spesso presente un piccolo monitore, che risulta molto utile per la messa a punto della ripresa e per il controllo iniziale della stessa, mentre i ricevitori televisivi normalmente sono aggiunti, e servono alla vera e propria « osservazione » dell'immagine. In questo caso il monitore ha assunto le sue vere e proprie funzioni, illustrate all'inizio del capitolo.

In certi casi, in cui l'impianto ha un costo totale relativamente basso, ed è richiesta un'immagine su schermo di notevoli dimensioni (ad esempio 21 pollici), non si prevede un trasmettitore video a radio frequenza, ma si ha soltanto una sezione del pilota destinata alla formazione del segnale video all'uscita del pilota ad un valore tale da permettere direttamente il pilotaggio della finale video del ricevitore e della separatrice dei sincronismi. Una valvola è sufficiente in genere per questa funzione, e si preferisce porla dul ricevitore stesso anzichè nel pilota, per la necessità di manomettere comunque il televisore, anche se essa fosse esterna ad esso. Per la ricezione del segnale video composito con un ricevitore TV normale è infatti necessario procedere alle seguenti operazioni:

1) durante la ricezione del segnale di TV industriale, togliere la tensione anodica all'oscillatore RF, ed alle valvole dell'amplificatore di media frequenza.

2) sconnettere la griglia della valvola finale video dal diodo rivelatore, e collegarla all'uscita dell'amplificatore video TVI. Spesso è necessario introdurre un DC restorer (stabilitore della componente continua).

3) alimentare la valvola amplificatrice video aggiunta.

4) applicare un carico fittizio uguale alla corrente assorbita dal convertitore ed all'amplificatore di media frequenza, per non determinare un innalzamento della tensione di alimentazione, con possibili danni ai condensatori di filtro ed agli altri elementi del circuito.

Queste variazioni circuitali sono ottenute generalmente tramite un commutatore a più vie, con due posizioni, che è fissato sulla parte posteriore del televisore, accanto alla presa coassiale del segnale video, oppure lateralmente ad esso.

È evidente che — come abbiamo riferito antecedentemente — l'impiego di un ricevitore comune è consigliabile se non sono necessarie in esso modifiche; altrimenti un « monitore » potrà dare risultati più sicuri. *

Un Qmetro di Facile Costruzione

(segue da pag. 365)

sono disposti su di un'adatta piastrina isolante. Il terzo paio di morsetti è stato introdotto per poter collegare dall'esterno un'eventuale capacità aggiuntiva allo scopo di facilitare le operazioni di sintonia nel caso di frequenze molto basse.

La tensione continua di rivelazione viene ricavata con una resistenza da 3 MΩ da un punto a bassa impedenza e cioè dal lato « caldo » del condensatore da 5000 pF che costituisce l'armatura inferiore del partitore di radio frequenza. Questa elevata resistenza non può quindi inserire che una resistenza estremamente elevata, (3 MΩ per il quadrato del rapporto di trasformazione), ai capi del circuito di sintonia che è tale da non attenuare in pratica il valore del Q misurato.

La tensione rivelata viene filtrata da un condensatore da 5000 pF disposto ai capi della griglia di controllo da uno dei triodi impiegato nell'ormai classico circuito a ponte del voltmetro in corrente continua.

Si tratta di un circuito della massima semplicità e sopratutto stabilità grazie alla elevatissima controreazione introdotta dai carichi catodici e dal circuito dello strumento disposto ai capi dei due catodi secondo una delle diagonali del ponte.

Secondo l'altra diagonale viene invece disposta l'alimentazione anodica. L'azzeramento del ponte viene realizzato con un potenziometro da 2500 Ω. Si è fatto uso di due diodi Philips tipo EA50 disposti l'uno ai capi del circuito di sintonia e l'altro ai capi della seconda sezione del triodo di bilanciamento.

Allo scopo di garantire il massimo di simmetria anche in questo circuito di griglia è stato disposto il condensatore di fuga da 5000 pF e la resistenza da 3 MΩ dal diodo alla griglia. Allo scopo di ridurre la notevole polarizzazione provocata dal forte carico catodico (4 + 4 kΩ), il circuito anodico è chiuso con un partitore resistivo costituito da una resistenza da 10 kΩ ed una da 4,7 kΩ, 2 W.

Per seguire le misure il procedimento è il seguente:

— si collega in Qmetro al generatore mediante l'apposito cavetto quadripolare di alimentazione;

— si inserisce il circuito di rete del generatore già citato ruotando l'apposito commutatore sulla posizione CW e si attende che i tubi si scaldino;

— manovrando il potenziometro del Qmetro si porta a zero l'indice dello strumento del Qmetro.

— si inserisce nel generatore la banda desiderata premendo l'apposito pulsante e si seleziona la frequenza necessaria;

— si regola la tensione di uscita del generatore portando l'indice dello strumento relativo nella posizione di contrassegno al centro della scala;

— si inserisce il cavetto a 300 Ω del Qmetro sulla presa dello strumento e si ritocca l'uscita del generatore;

— si inserisce la bobina da misurare nei morsetti appositi e si ruota di nuovo il potenziometro di azzeramento in modo da correggere la leggera deviazione di zero prodotta dall'inserzione del diodo EA50 con il relativo potenziale di estrazione;

— si ruota il condensatore variabile di sintonia fino a tanto che l'ago dello strumento non devia progressivamente fino ad un massimo in corrispondenza del quale si legge il valore di Q lungo la scala 0-300.

Al posto dei due diodi EA50 si può usare un solo diodo al silicio 2N34 che si comporta abbastanza bene fino ai 60 ÷ 70 MHz ed evita il ritocco di azzeramento all'atto dell'inserzione della bobina nei morsetti. Il limite di tensione inversa di questo diodo al silicio di 5 ÷ 6 V rimane senz'altro rispettato.

Esso va naturalmente montato ai capi del circuito di sintonia. In tal caso è sufficiente collegare a massa la griglia del triodo di bilanciamento con una sola resistenza da 3 MΩ ed il condensatore da 5000 pF eliminando il diodo EA50 di bilanciamento e la resistenza in serie da 3 MΩ. Con questa disposizione il circuito è più stabile in quanto non si sente l'influenza delle variazioni di tensione di filamento dei diodi.

Chi lo desideri potrà montare con estrema facilità il circuito del generatore di fig. 3. Come si vede il primo triodo della 12AU7 oscilla in circuito ECO. La placca è fugata a massa da un buon condensatore ceramico da 5000 pF e da tensione anodica regolata con un potenziometro da 30.000 Ω. Il secondo triodo funziona da amplificatore catodico e stadio separatore. L'uscita massima in tal modo si può aggirare fino ai 10 V fondo scala.

Il segnale è controllato tramite un diodo IN34 ed uno strumento da 100 μA. Se lo strumento viene montato a parte dal generatore non è necessario il tubo VR150 di stabilizzazione del circuito anodico. Può essere comodo se si usa il circuito del Qmetro per controlli di serie in produzione, alimentare più circuiti tipo Qmetro con un solo generatore.

Così come riportato in fig. 3 il circuito del generatore può alimentare fino a 4 o 5 circuiti a partitore capacitivo. Per un numero superiore di apparati è bene utilizzare come tubo amplificatore catodico separatore un tubo tipo 6AK6.

La precisione di misura che si ottiene con questo circuito è dell'ordine del ± 10 %. Vale la pena di controllare periodicamente la taratura con una bobina di Q noto protetta convenientemente da involucro stagno, ad esempio in polistirolo. Come abbiamo accennato il generatore può venire incorporato nel Qmetro. Noi riteniamo comunque che il montaggio separato sia preferibile consentendo una migliore maneggevolezza dello strumento.

Nonsolo, ma l'utilizzazione anche per altri scopi del generatore di radio frequenza.

Lo strumento è stato montato su di un robusto chassis metallico illustrato in fig. 1. Il condensatore da 650 pF è stato accuratamente tarato in riferimento alle indicazioni delle manopole. Tramite un preciso ponte di capacità è stata infatti tracciata una curva di riferimento con la quale è così possibile effettuare, per differenza di lettura, la misura di piccole capacità.

Siamo a disposizione tramite la Redazione, di quanti desiderassero ulteriori chiarimenti circa questa realizzazione. *

Amplificatori Magnetici Rotanti

(segue da pag. 359)

crono. L'uscita lavora sui due avvolgimenti di controllo dei preamplificatori magnetici. Il ponte è progettato in modo da dare una uscita nulla in corrispondenza della tensione nominale del generatore sincrono. Quando questa si scosta in un senso o nell'altro dal valore nominale, il ponte fa fluire una corrente di controllo proporzionale a questo scostamento nei preamplificatori.

Usando delle resistenze non lineari, cioè dei semi-conduttori, occorre tenere presente che questi sono alquanto instabili al variare della temperatura. Si provvederà quindi nel ponte ad una compensazione per la temperatura, per esempio includendovi resistenze con determinati coefficienti di temperatura. Il più grande vantaggio di un simile generatore della tensione di errore risiede nella sua indipendenza dalla frequenza.

Come circuito di stabilizzazione si può usare una rete filtrante a resistenza-capacità fra la tensione ai morsetti dell'eccitatrice ed il circuito di ingresso dei preamplificatori.

Come si è già più volte ripetuto, un amplificatore magnetico statico possiede una uscita unipolare, a causa dei raddrizzatori presenti nel suo circuito di carico.

Ma anche in questa applicazione, in cui è richiesto l'intervento nei due sensi, è possibile trovare una soluzione completamente statica, se si usa una eccitatrice a doppio campo.

Ciascuno dei due avvolgimenti di eccitazione è alimentato da un amplificatore statico, con polarità tale di ottenere due campi di segno opposto. La fig. 8 riporta lo schema di una soluzione di questo tipo.

Non è tuttavia necessario che i due amplificatori siano dimensionati per la stessa potenza: è importante soltanto che abbiano la medesima velocità di risposta, sia per la richiesta di una brusca eccitazione che una altrettanto brusca diseccitazione. Le caratteristiche di una dinamo eccitatrice mostrano che per ottenere ciò è sufficiente che le amperspire di diseccitazione siano il 30 % circa di quelle di eccitazione.

Gli amplificatori ora considerati sono preceduti da due preamplificatori. Il circuito generatore della tensione di errore ed il circuito di stabilizzazione possono essere del medesimo tipo di quelli impiegati nell'esempio precedente.

BIBLIOGREFIA:

WATZINGER H.: *Magnetverstärker u. Maschinenverstärker.* « Radio Mentor » n° 1, 1957.

ZUCCHINO M.B.: *Magnetic Amplifiers for Synchronous Motors.* « Electronics » n° 3, 1954.

ETTINGER: *Magnetic Amplifiers.* « Methnen & Co. », London 1953.

SCHILLING W.: *Grundlagen einer Theorie des magnetischen Verstärkers.* ETZ volume 71, n° 1, gennaio 1950.

Principî dei Sistemi Elettronottici per la Scansione Elettronica

(segue da pag. 343)

un raggio parallelo all'asse e determinando la sua intersezione dopo la rifrazione coll'asse del sistema nello spazio immagine (secondo fuoco F_2); il piano principale $H_2 - H_2$ in questo spazio viene collocato tracciando il piano perpendicolare all'asse e passante per il piano di incontro del raggio rifratto col raggio incidente parallelo a detto asse.

Analogamente il primo fuoco F_1 e il primo piano principale $H_1 - H_1$ nello spazio oggetto si ottengono partendo da un raggio parallelo all'asse nello spazio immagine.

Se l'immagine non cade al di fuori della lente, o se ciò non è noto a priori, si può procedere così: si traccia un raggio uscente dall'asse nello spazio oggetto con una piccola componente radiale della velocità; quindi si traccia un secondo raggio parallelo all'asse per un punto dell'oggetto fuori dell'asse; si determina così l'ingrandimento, il secondo fuoco F_2 ed il secondo piano principale $H_2 - H_2$ come nel caso precedente; ricordando le [42] e [45] si trovano i punti cardinali dello spazio oggetto.

Date le difficoltà analitiche di risolvere la [57], generalmente si ricorre per la determinazione dei punti cardinali al metodo grafico approssimato dovuto a R. Gans.

Il metodo consiste nel sostituire alla curva rappresentatrice del potenziale lungo l'asse una spezzata ad ogni segmento della quale si applica l'equazione del raggio.

La semplificazione derivante dalla sostituzione di segmenti rettilinei consiste nel fatto che la derivata prima è una costante e la derivata seconda è nulla; perciò la [57] si semplifica nella:

$$\frac{d^2 r}{d z^2} = - \frac{1}{2 V} \frac{d V}{d z} \frac{d r}{d z}$$

da cui integrando due volte si arriva successivamente a:

$$\frac{d r}{d z} = K/\sqrt{V} \qquad [66]$$

$$r = r_o + \frac{2 K (\sqrt{V} - \sqrt{V_o})}{d r/d z} \qquad [67]$$

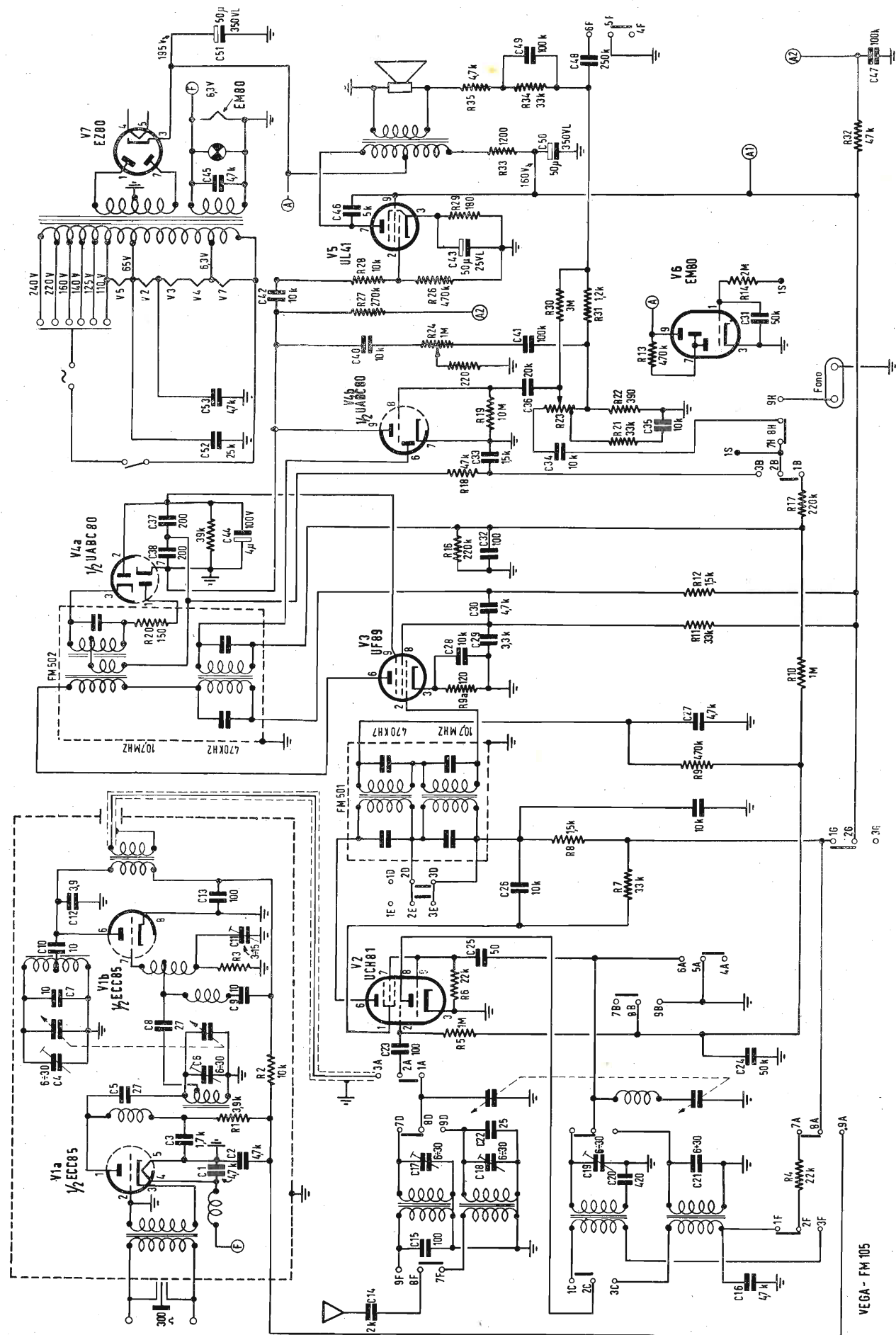
in cui r_o è la distanza dall'asse dell'estremo iniziale del segmento e V_o è il potenziale che gli compete. Nei punti di discontinuità, cioè all'estremo finale di un segmento, punto coincidente coll'estremo iniziale del segmento successivo, la derivata seconda di V è infinita. L'integrazione della [57] nella zona della discontinuità conduce a:

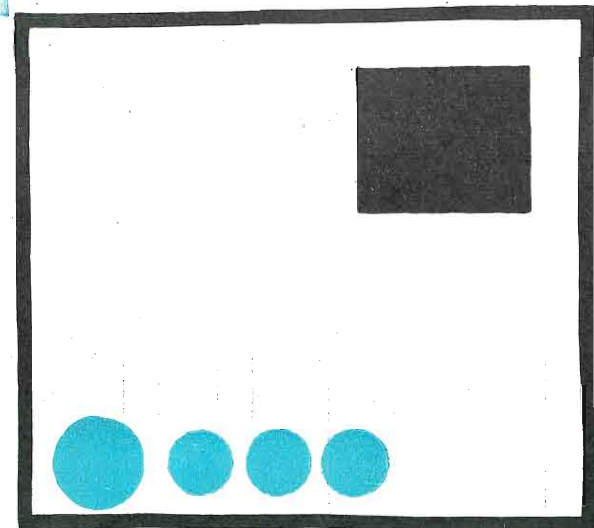
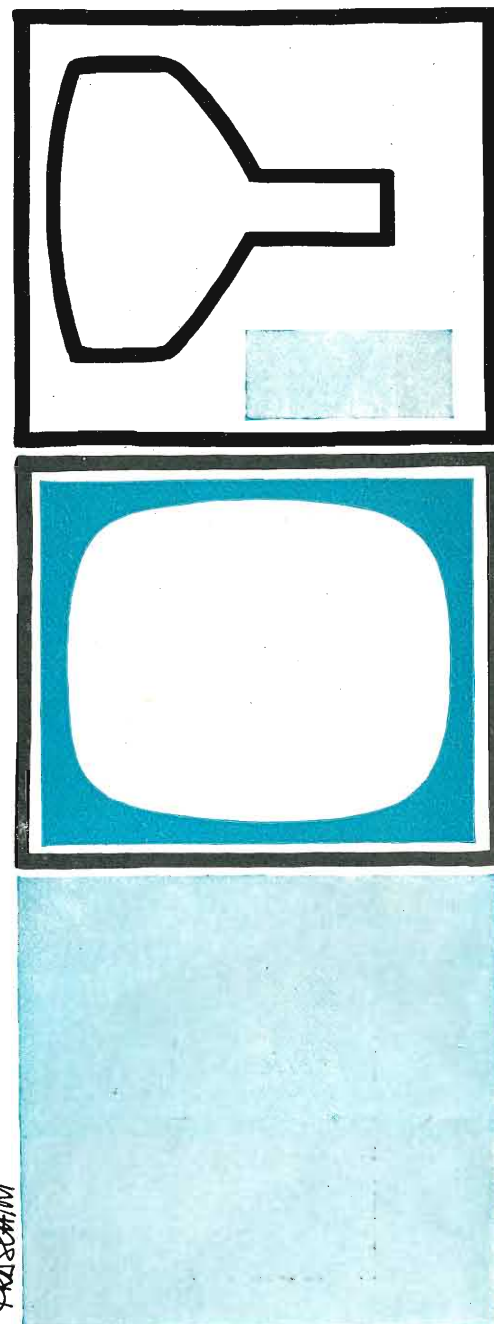
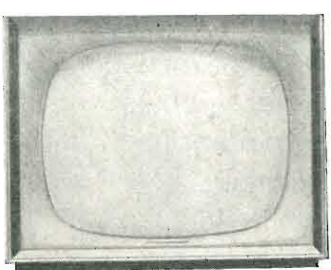
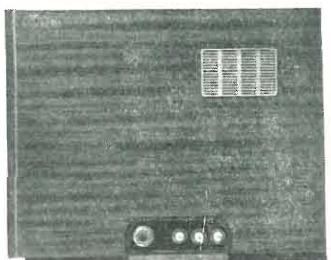
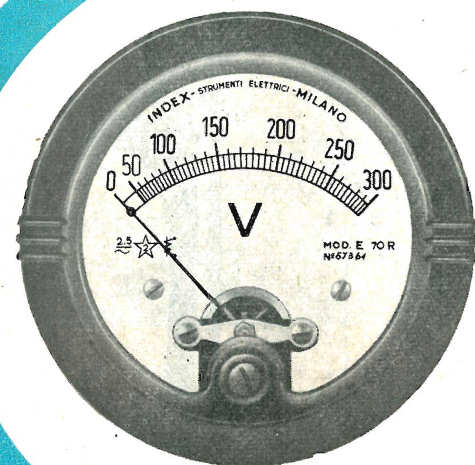
$$\left(\frac{d r}{d z}\right)_2 - \left(\frac{d r}{d z}\right)_1 = - \frac{r}{4 V} \left[\left(\frac{d V}{d z}\right)_2 - \left(\frac{d V}{d z}\right)_1\right] \qquad [68]$$

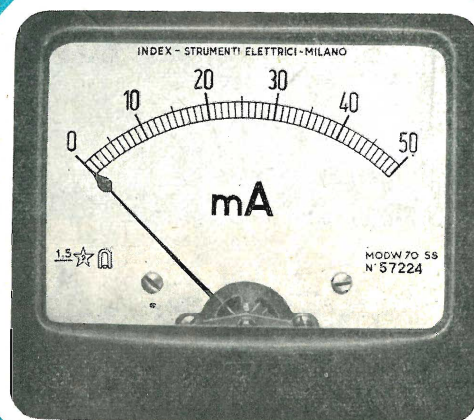
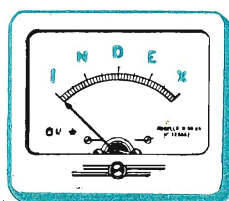
dove con gli indici 1 e 2 si sono designati i valori assunti dalle grandezze in gioco rispettivamente a sinistra e a destra della discontinuità.

Per un lato della spezzata parallelo all'asse l'espressione di r è la seguente:

$$r = r_o + \frac{d r_o}{d z} (z - z_o) \qquad [69]$$

Un esempio numerico di applicazione del metodo del Gans verrà illustrato nel paragrafo seguente. *(continua)*

SCHEMA ELETTRICO DEL RADIORICEVITORE VEGA, MOD. FM 105

VEGA - FM 105

non c'è fiducia senza precisione

microamperometri
milliamperometri
amperometri
millivoltmetri
voltmetri
ohmmetri
wattmetri
frequenzimetri
analizzatori
provavalvole
resistori
derivatori
riduttori
termocoppie

da quadro
da pannello
da laboratorio

INDEX S. R. L.

INDUSTRIA COSTRUZIONI STRUMENTI ELETTRICI DI MISURA

MILANO - Via Nicola d'Apulia, 12 - Telef. 24.34.77

UNE PRODUCTION FRANÇAISE
DE CLASSE
INTERNATIONALE

Cifte

RADIO CIFTE

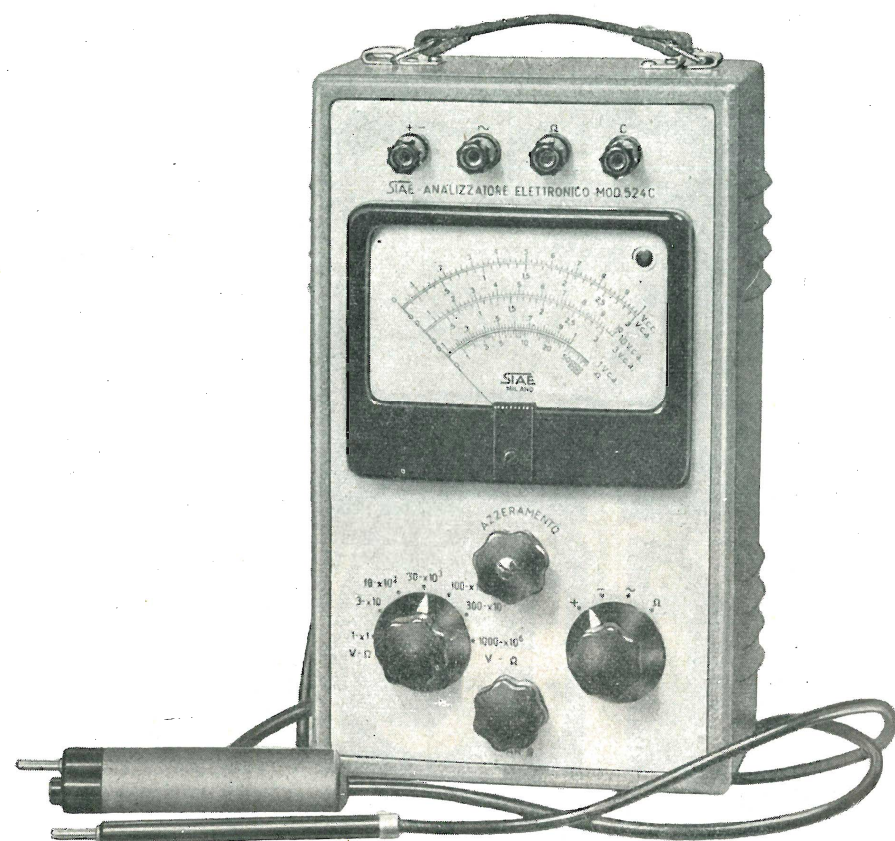
COMPAGNIE INDUSTRIELLE FRANÇAISE DES TUBES ÉLECTRONIQUES

1, PLACE HEROLD – COURBEVOIE (Seine)

Téléph. DEFense 37-50 Télégr. CIFTE - COURBEVOIE

Agenzia per l'Italia: **MILANO** - V.LE B. D'ESTE, 35 - TEL. 540806 - 598892 ● **TORINO** - VIA A. PROVANA, 7 TEL. 823 - 66

SOCIETÀ ITALIANA APPARECCHIATURE ELETTRONICHE

MILANO - Via Ponte Seveso, 43 - Tel. 60.30.61

ANALIZZATORE ELETTRONICO MOD. 524C

Impedenza d'entrata:

in c.c. = 100 Mohm costanti su tutte le portate

in c.a. = esecuzione in semplice picco = 4 Mohm circa in parallelo a 5 pF

esecuzione a doppio picco = 6 Mohm in parallelo a 15 pF misurati a 50 c/s.

Portate c.c.: 1 - 3 - 10 - 30 - 100 - 300 - 1000 Volt f.s.

Portate c.a.: 1 - 3 - 10 - 30 - 100 - 300 Volt f.s.

Portate in ohm: 10 - 100 ohm; 1 - 10 - 100 Kohm f.s.

Probe R.F.: da 40 c/s a 200 Mc/s.

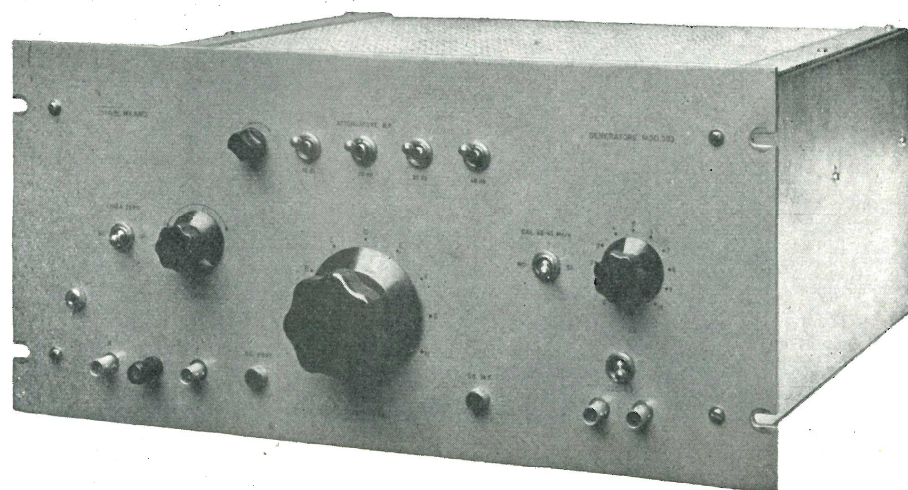
GENERATORE T.V. MOD. 303

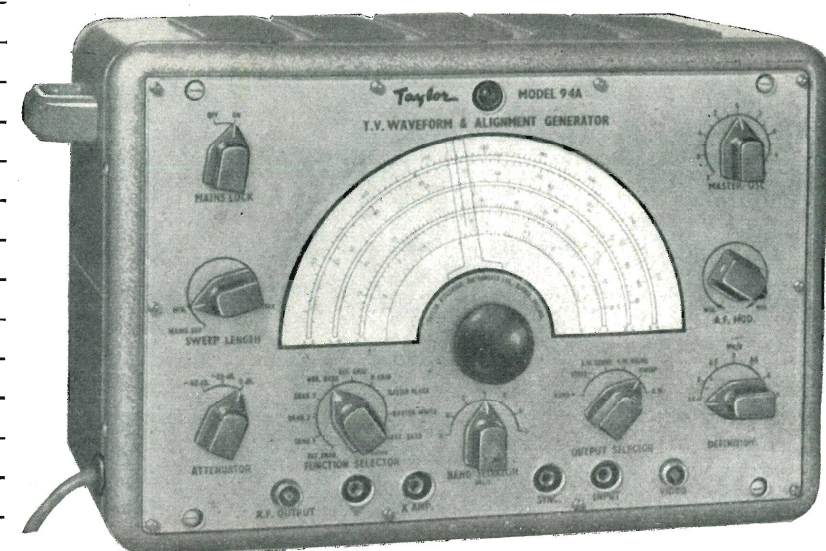
MASSIMA PRECISIONE
ESTREMA PRATICITA'
E VELOCITA' DI TARATURA

Caratteristiche:

Frequenza d'uscita: corrispondente ai nove canali europei. Canale media frequenza.

Tipo di marcatori: ad intensificazione luminosa su asse Z

Linearità di ampiezza: ± 1 dB per Δ F = 18 Mc/s

SOCIETA' ITALIANA APPARECCHIATURE ELETTRONICHE

Generatore per TV con AM, FM e Sweep

MODELLO **94 B**

Per tutti gli standard TV

4 Strumenti Convenzionali incorporati in uno solo

(1) Generatore di monoscopio per TV.
(2) Generatore di segnali AM con uscita variabile di BF.
(3) Generatore di segnali FM.
(4) Generatore Sweep per TV.

7 gamme di frequenze:

(1) 4 a 7 MHz
(2) 8 a 14 MHz
(3) 15 a 22 MHz
(4) 30 a 45 MHz
(5) 45 a 80 MHz
(6) 85 a 145 MHz
(7) 150 a 220 MHz

TUTTE IN FONDAMENTALE

GENERATORE DI MONOSCOPIO PER TV

Modulazione. Tutti i monoscopi sono interamente interlacciati, completi dei segnali di « blanching » di riga e di quadro, di sincronismo con impulsi equalizzatori per 625 e 525 righe. Tre graduazioni dei monoscopi permettono l'apprezzamento della risposta ai transistori alle frequenze alte, medie e basse. Impulsi di griglia per il controllo della linearità. Generatore di barre per la determinazione della definizione a 1,5; 2; 2,5; 3,5; 4 e 4,5 MHz. Barre orizzontali. Barre verticali con apprezzamento in MHz della banda passante. Quadro bianco, quadro nero e suono.

Uscita a RF. Attenuatore con tre posizioni, 0; —20 dB e —40 dB relativi a 100 mVolt.

Uscita alla f. di video. Ricavata da uno stadio a separazione catodica su 2 kΩ diretti, positiva o negativa ad un livello di 3 Volt picco-picco.

Uscita del sincronismo. Uscita addizionale del sincronismo su una R di 2 kΩ attraverso 8 μF. 10 Volt di tensione picco-picco con forma d'onda positiva comprendente gli impulsi di sincronismo di riga e di quadro, segnali per l'interlacciato (e gli impulsi equalizzatori per gli standard a 625 ed a 525 righe).

BF. Diretta da un separatore catodico su 2 kΩ. Tensione variabile di BF a 900 Hertz. Con ampiezza massima di 3 Volt picco-picco.

Caratteristiche principali dei generatori di AM, di FM e di Sweep:

Frequenza: da 4 a 220 MHz in sette sottogamme espanse. Precisione di taratura ± 1 %. **Uscita:** AM 100 mV, FM e Sweep 3 mV. **Attenuazione:** 0; —20; —40 dB. **Impedenza d'uscita:** 75 ohm asimmetrica. **Frequenza di sweep:** 50÷60 Hertz. **Modulazione di BF dell'AM e della FM:** a 900 Hertz sinusoidale. **Profondità di modulazione AM e deviazione di FM e Sweep:** controllabile.

Alimentazione: 105÷125 oppure 200÷250 Volt CA alla frequenza di 40÷100 Hertz.

Assorbimento totale: 70 Watt.

Peso: 9 kg circa.

Dimensioni: 43×23×20 cm.

Caratteristiche del mobile: custodia in ferro con verniciatura martellata grigia.

TAYLOR ELECTRICAL INSTRUMENTS LTD

Montrose Avenue, Slough, Bucks

Rappresentante esclusivo per l'Italia:

MARTANSINI s.r.l. - Via Montebello, 30 - Tel. 667.858-652.792 - Milano

TRIO SIMPLEX

APPARECCHI DI COMUNICAZIONE AD ALTA VOCE

Novate Milanese - MILANO - Tel. 970.861/970.802

APPARECCHIO SECONDARIO

L'apparecchio TRIO SIMPLEX consente di eseguire un impianto con un apparecchio principale (L. 25.000) e uno, due, o tre apparecchi secondari. Questi ultimi possono essere o del tipo normale, quindi con risposta automatica SO (cad. 9.000) o del tipo riservato quindi con risposta a comando SO/B (cad. L. 10.300). La chiamata da parte del secondario è effettuata alla voce. Il trio Simplex combinazione è composto di due apparecchi (1 principale e 1 secondario) e di 15 metri di cavo. - Costa **L. 34.000**

La Nova produce pure gli apparecchi TRIO K per l'esecuzione di impianti complessi e di chiamata persone. E' fornitrice della Marina da guerra Italiana.

APPARECCHIO PRINCIPALE

CHIEDETECI INFORMAZIONI - PROSPETTI - PREVENTIVI

Valvole Philips Fivre
R.C.A. Telefunken ecc.
tubi TV Dumont Philips Fivre ecc.
altoparlanti tutti i tipi
parti di rocambio radio e t.v.
strumenti di misura
troverete presso:

la Radio Argentina

che vanta 27 anni di attività; la più vecchia azienda della Capitale, via Torre Argentina, 47 - telef. 565.989

sconti massimi

immediata spedizione della merce all'ordine

interpellateci!

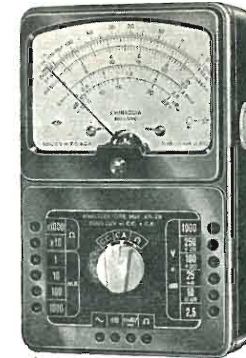
Rag. FRANCESCO FANELLI

Via Mecenate 84|9 - MILANO - Telefono 710.012

• Fili rame isolati in seta • Fili rame isolati in nylon • Fili rame smaltati oleoresinosi • Fili rame smaltati autosaldanti capillari da 004 mm a 0,20 • Cordine litz per tutte le applicazioni elettroniche

ELETTROCOSTRUZIONI CHINAGLIA

BELLUNO - Via Col di Lana, 36 - Telef. 4102
MILANO - Via Cosimo del Fante, 14 . Tel. 383371

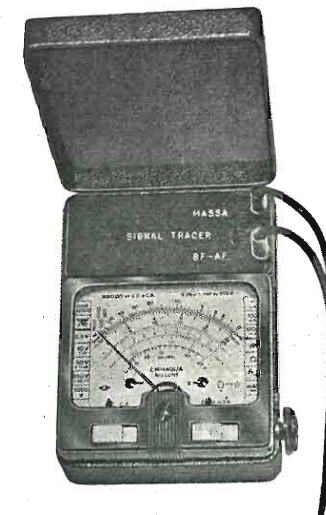
ANALIZZATORE Mod. AN-28
sensibilità 5000 Ω v

Dimensioni mm. 150 x 95 x 50

ANALIZZATORE Mod. AN-119
sensibilità 10.000 Ω v

Dimensioni mm. 150 x 95 x 50

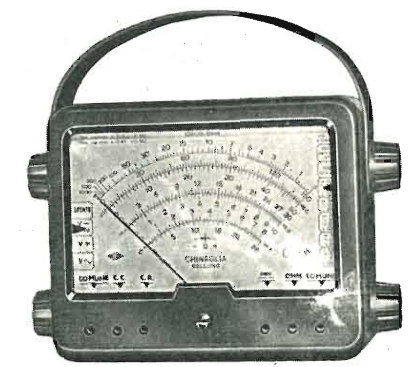
ANALIZZATORE Mod. AN-138
sensibilità 20.000 Ω v

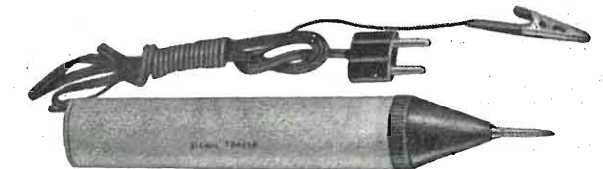
Dimensioni mm. 150 x 95 x 50

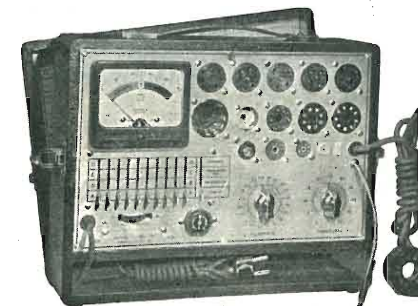
MICROTESTER
con « signal tracer »

Dimensioni mm. 123 x 95 x 45

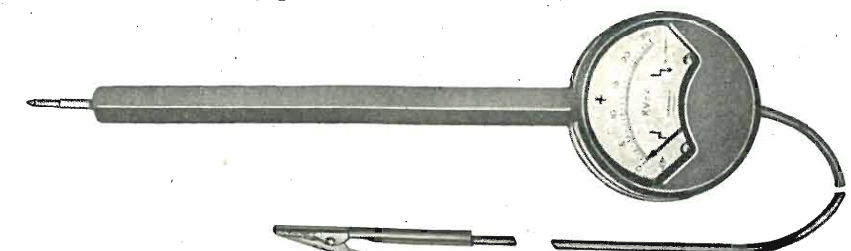
MICROTESTER Mod. 22
sensibilità 5000 Ω v

Dimensioni mm. 95 x 84 x 45

ANALIZZATORE ELETTRONICO
Mod. ANE - 102

Dimensioni mm. 140 x 115 x 63

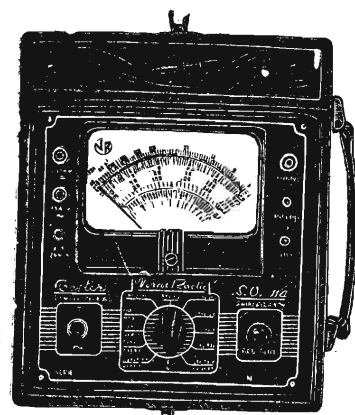
PUNTATE
Signal Tracer

Dimensioni diametro mm. 30 - lunghezza mm. 180

PROVAVALVOLE
Mod. 560

Dimensioni mm. 245 x 305 x 115

KILOVOLTMETRO A PUNTATE Mod. KV/25
TV per misure fino a 25.000 V

Dimensioni: diametro mm. 65 - lunghezza totale mm. 250

VORAX RADIO - Viale Piave, 14 - Tel. 79.35.05 - MILANO

Minuterie viterie pezzi staccati per la Radio e la Televisione - Strumenti di misura

Dimensioni: mm. 240 x 210 x 90
Peso netto: Kg. 1.750

NUOVO TESTER S.O. 114 a 20.000 OHM per Volt
Massima sensibilità - Gran precisione

Strumento a bobina mobile da 50 μA
Arco della scala mm. 100 - Flangia mm. 125 x 100

CAMPI DI MISURA

- V. c. c. 10 - 50 - 250 - 1000 - 5000 V. (20.000 Ohm/V.)
- V. c. a. 10 - 50 - 250 - 1000 - 5000 V. (5.000 Ohm/V.)
- A. c. c. 100 micro A. - 10 - 100 - 500 mA.
- Ohm: 2 kOhm - 200 kOhm - 20 Mohm con alimentazione a pile.
- Fino a 400 Mohm con alimentazione esterna da 120 a 160 V. c. a.
- Decibel da — 3 a + 55.

Dimensioni: mm. 240 x 180 x 130
Peso netto: Kg. 4.200 circa

VOLTMETRO a VALVOLA S.O. 300

Voltmetro a c. c.
(impedenza di entrata 11 Megaohm)
5 - 10 - 100 - 500 - 1000 V

Voltmetro a c. a.
(impedenza di entrata 3 Megaohm)
5 - 10 - 100 - 500 - 1000 V

Ohmetro:
da 0,2 Ohm a 1000 Megaohm in 5 portate diverse.

Lettura a centro scala: 10 - 100 - 1000 - 10.000 Ohm e 10 Megaohm.

OSCILLATORE MODULATO S.O. 122
preciso, stabile
INDISPENSABILE PER IL RADIORIPARATORE

Modulato a 400 cicli p/s. oppure non modulato - Possibilità di prelevare una tensione a B. F. e di modulazione con tensione esterna - Manopola a demoltiplica da 1 a 6 - Scala a grande raggio - Valvole: oscillatrice-modulatrice 6SN7 più una raddrizzatrice.

GAMME D'ONDA:

A da 147 a 200 KHz	E da 1,4 a 3,5 MHz
B da 200 a 520 KHz	F da 3,5 a 9 MHz
C da 517,5 a 702 KHz	G da 7 a 18 MHz
D da 0,7 a 1,75 MHz	H da 10,5 a 27 MHz

Dimensioni: mm. 240 x 180 x 130
Peso netto: Kg. 4 circa

ENERGO ITALIANA MILANO VIA CARNIA 30 - TELEF. 287.166

FILO AUTOSALDANTE

3 anime deossidanti
resina esente da cloro
massima velocità di saldatura
sviluppo minimo di fumo

CONFORME ALLA NORMA INGLESE M.O.S. DTD/598

non corrode la punta dei saldatori

TESTERS ANALIZZATORI - CAPACIMETRI - MISURATORI D'USCITA

MODELLO BREVETTATO 630 «ICE» E MODELLO BREVETTATO 680 «ICE»

Sensibilità 5.000 Ohms x Volt — **Sensibilità 20.000 Ohms x Volt**

Essi sono strumenti completi, veramente professionali, costruiti dopo innumerevoli prove di laboratorio da una grande industria. Per le loro molteplici caratteristiche, sia tecniche che costruttive **essi sono stati brevettati sia in tutti i particolari dello schema elettrico come nella costruzione meccanica** e vengono ceduti a scopo di propaganda ad un prezzo in concorrenza con qualsiasi altro strumento dell'attuale produzione sia nazionale che estera!

IL MODELLO 630 presenta i seguenti **requisiti:**

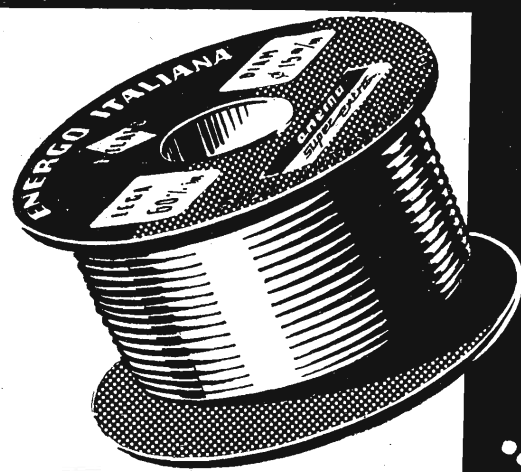
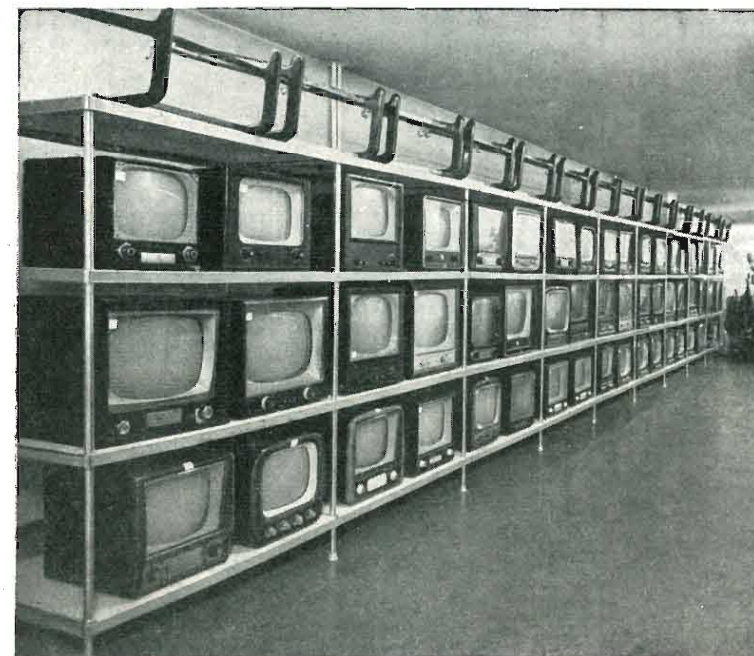
- Altissime sensibilità sia in C.C. che in C.A. (500 Ohms × Volt)
- 27 PORTATE DIFFERENTI
- ASSENZA DI COMMUTATORI sia rotanti che a leva!!! Sicurezza di precisione nelle letture ed eliminazione di guasti dovuti a contatti imperfetti!
- **CAPACIMETRO CON DOPPIA PORTATA** e scala tarata direttamente in pF. Con letture dirette da 50 pF fino a 500.000 pF. Possibilità di prova anche dei condensatori di livellamento sia a carta che elettrolitici (da 1 a 100 μF).
- **MISURATORE D'USCITA** tarato sia in Volt come in dB con scala tracciata secondo il moderno standard internazionale 0 dB = 1 mW su 600 Ohms di impedenza costante.
- **MISURE D'INTENSITA'** in 5 portate da 500 microampères fondo scala fino a 5 ampères.
- **MISURE DI TENSIONE SIA IN C.C. CHE IN C.A.** con possibilità di letture da 0,1 volt a 1000 volts in 5 portate differenti.
- **OHMMETRO A 5 PORTATE** (x 1 x 10 x 100 x 1000 x 10.000) per misure di basse, medie ed altissime resistenze (minimo 1 Ohm - **MASSIMO 100 « cento » megaohms!!!**).
- Strumento con ampia scala (mm. 83x55) di facile lettura.
- Dimensioni mm. 96x140 - **Spessore massimo soli 38 mm.** Ultrapiatto!!! Perfettamente tascabile - Peso grammi 500.

IL MODELLO 680 è identico al precedente ma **ha la sensibilità in C.C. di 20.000 Ohms per Volt.** Il numero delle portate è ridotto a 25 compresa però una portata diretta di 50 μA fondo scala.

PREZZO propagandistico per radioriparatori e rivenditori:

Tester modello 630	**L. 8.860!!!**
Tester modello 680	**L. 10.850!!!**

Gli strumenti vengono forniti completi di puntali, manuale d'istruzione e pila interna da 3 Volts franco ns. Stabilimento. **A richiesta astuccio in vinipelle L. 480.**

I.C.E. INDUSTRIA COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE
MILANO - Via Rutilia, 19/18 - Telef. 531.554 - 5 - 6

Scaffalature metalliche smontabili

Montaggi e smontaggi rapidissimi
Possibilità di modifiche o adattamenti
Linearmente semplici ed eleganti
Inalterabilità e durata illimitata
Elevate caratteristiche meccaniche

Impianti per: Magazzini - Depositi Industriali - Negozi - Uffici - Archivi

CHIEDETE OPUSCOLI

Autorizz. Trib. Milano 9-9-48 N. 464 del Registro - Dir. Resp. LEONARDO BRAMANTI - Proprietà Ed. IL ROSTRO
CONCESSIONARIA PER LA DISTRIBUZIONE IN ITALIA S.T.E. - Via Conservatorio, 24 - MILANO - Tip. TIPEZ - V.le G. da Cermenate, 56

- TELECOMUNICAZIONI
  - TRASMETTITORI TELEGRAFICI E TELEFONICI DI QUALSIASI TIPO E POTENZA
  - RICEVITORI RADIOTELEGRAFICI E RADIOTELEFONICI PER COLLEGAMENTI FISSI E MOBILI
  - APPARATI RADIOTRASMITTENTI E RICEVENTI PER TUTTE LE APPLICAZIONI MILITARI, CON COMPONENTI MINIATURIZZATI E SUBMINIATURIZZATI
  - ADATTATORI AUTOMATICI DI ANTENNA
- APPARATI DI RADIOGUIDA E TELEMISURA
- PONTI RADIO (BANDE SHF - UHF - VHF)
  - PONTI MULTICANALI A GRANDE CAPACITA'
  - PONTI MULTICANALI A MEDIA CAPACITA' (60 - 120 CANALI)
  - PONTI TELEFONICI A PICCOLA CAPACITA' E MONOCANALI
  - PONTI TELEVISIVI E MUSICALI
- RADIOSONDE
- TELEFONIA MULTIPLA
  - APPARECCHIATURE A FREQUENZE VETTRICI PER LINEE SIMMETRICHE E COASSIALI
  - MULTIPLEX A TRASPOSIZIONE DI FREQUENZA E AD IMPULSI PER PONTI RADIO
  - SISTEMI DI TELEGRAFIA ARMONICA AM E FM
- STRUMENTI DI MISURA ELETTRONICI
- RADIODIFFUSIONE
  - TRASMETTITORI A MODULAZIONE DI AMPIEZZA AD ONDE LUNGHE, MEDIE E CORTE, DI QUALSIASI TIPO E POTENZA
  - TRASMETTITORI A MODULAZIONE DI FREQUENZA
  - TRASMETTITORI AUTOMATICI NON SORVEGLIATI
- TUBI ELETTRONICI RICEVENTI, TRASMITTENTI E SPECIALI
- TRANSISTORI
- RADAR
  - APPARATI AUSILIARI PER IL CONTROLLO DEL TIRO
  - APPARATI AUSILIARI RADAR
  - APPARATI CONTROMISURE RADIO E RADAR
  - DISPOSITIVI DI ELETTRONICA BALISTICA
  - RADAR PER USI CIVILI E MILITARI
- APPARATI ELETTRONICI DI TECNICA NUCLEARE
- APPARATI ELETTRONICI PER L'ASSISTENZA ALLA NAVIGAZIONE MARITTIMA ED AEREA
  - APPARECCHIATURE ELETTRONICHE PER AEROPORTI
  - AUTOALLARMI
  - ECOMETRI
  - RADAR NAUTICI
  - RADIOFARI
  - RADIOGONIOMETRI
  - RICEVITORI VOR/ILS
  - RADIOGONIOMETRI AUTOMATICI DI BORDO AERO
  - APPARATI DI BORDO PER COMUNICAZIONI MULTICANALI
- APPARECCHIATURE A RAGGI INFRAROSSI
- TELEVISIONE
  - TRASMETTITORI PER TELEVISIONE
  - APPARECCHIATURE PER STUDIO E RIPRESA ESTERNA
  - TELEVISIONE INDUSTRIALE
  - APPARECCHIATURE PER RIPRESA SUBACQUEA
  - TELEVISIONE MILITARE
- STRUMENTI ELETTROMEDICALI

ELETTRONICA D'AVANGUARDIA

TUBI ELETTRONICI RICEVENTI

1B3GT, 1L4, 1R5, 1S5, 1T4, 3A4, 3S4, 5U4G, 5X4G, 5Y3GT/G, 5Z3, 6A8GT, 6AJ8, 6AL5, 6AQ5, 6AT6, 6AU6, 6AV6, 6AX4GT, 6BA6

6BE6, 6BQ6GT, 6BQ6GTB/6CU6, 6BQ7A, 6BX4, 6CB6, 6CF6, 6CL6, 6J6, 6K7GT, 6L6G, 6N7GT/G, 6Q7GT, 6SA7GT/G, 6SK7GT, 6SN7GT, 6SQ7GT, 6T8, 6U8, 6V6GT/G, 6W4GT, 6X4, 6X5GT/G, 6X8

12AJ8, 12AQ5, 12AT6, 12AT7, 12AU6, 12AU7, 12AV6, 12AX4GT, 12AX7, 12BA6, 12BE6, 12BH7, 12SA7GT, 12SK7GT, 12SN7GT, 12SQ7GT, 12X4, 19T8, 25AX4GT, 35A3, 35D5, 35W4, 35Z5GT/G, 50B5, 50L6GT, 80, 807, EM34, EM80

TUBI TRASMITTENTI E INDUSTRIALI

DIODI: 3B25, 3B28, 4B32, 673, 673W, 857B/G100A, 866A, 869B/G40, 872A/G88, 872M/G8A, 8008, GU20

TETRODI: CR1100, F400

PENTODI A FASCIO: 8G7, R13, 814, 829B, 832A

TRIODI: ACT9A, B142, BR126, BR128, BR152, BR169C, BR175, BR179, BR191B, BR195, BW126, BW137, BW140, BW193, BW199, CAT14C, CAT17C, DET5, T200, T400, TR3, TW10, TW3, TW15, TW20, TW40, 100TH, 250TH, 889A/BW129, 889R-A/BR129

MARCONI ITALIANA

GENOVA — ROMA — MILANO — L'AQUILA